



国际电气工程先进技术译丛

风力发电系统 优化控制

**Optimal Control of Wind
Energy Systems**

(罗马尼亚)

Iulian Munteanu

Antoneta Iuliana Bratcu

(丹麦) Nicolaos—Antonio Cutululis

(罗马尼亚) Emil Ceangă

著

李建林 周京华 等译



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS



关于本书

本书涵盖了风力发电系统所涉及的几个关键技术领域：风力资源、风电场微观选址、风力机类型、风能转换系统、风电场数学建模、风电机组控制系统、风电机组优化控制器、风能转化系统优化设计准则、变流器控制、变桨距控制系统以及风电系统实验设计等诸多方面。书中详细给出了风电系统控制部分的技术细节和具体实现方法，并通过了仿真、实验双重手段，对不同控制策略下所得的详实波形进行了对比分析，有一定的工程理论价值和工程借鉴、示范作用。本书适用于从事风力发电行业、电力电子与电力系统行业、风电控制系统、风电场运行与维护的工程师参考，亦可作为风电控制系统工具手册使用，尤其适合高等院校的本科生和研究生阅读。



国际电气工程先进技术译丛

风力发电系统优化控制

Optimal Control of Wind Energy Systems

(罗马尼亚) Iulian Munteanu
Antoneta Iuliana Bratcu

(丹麦) Nicolaos-Antonio Cutululis 著

(罗马尼亚) Emil Ceangă

李建林 周京华

梁亮 肖志东 胡春松 译



机械工业出版社

本书涵盖了风力发电系统所涉及的几个关键技术领域：风力资源、风电场微观选址、风力机类型、风能转换系统、风电场数学建模、风电机组控制系统、风电机组优化控制器、风能转换系统优化设计准则、变流器控制、变桨距控制系统以及风电系统实验设计等诸多方面。书中详细给出了风电系统控制部分的技术细节和具体实现方法，并通过仿真、实验双重手段，对不同控制策略下所得到的详实波形进行了对比分析，有一定的工程理论价值和工程借鉴、示范作用。本书适用于从事风力发电行业、电力电子与电力系统行业、风电控制系统、风电场运行与维护的工程师参考，亦可作为风电控制系统工具手册使用，尤其适合高等院校的本科生和研究生阅读。

Translation from the English language edition: "Optimal Control of Wind Energy Systems"
by I. Munteanu, A. I. Bratcu, N.-A. Cutululis, E. Ceangă.

Copyright © 2008 Springer, London.

as a part of Springer Science+Business Media.

All Rights Reserved.

本书中文简体字版由 Springer 授权机械工业出版社独家出版。未经出版者书面允许，本书的任何部分不得以任何方式复制或抄袭。版权所有，翻版必究。

本书版权登记号：图字 01-2009-3817 号

图书在版编目（CIP）数据

风力发电系统优化控制/（罗）蒙特安努（Munteanu, I.）等著；
李建林等译. —北京：机械工业出版社，2010.8

（国际电气工程先进技术译丛）

Optimal Control of Wind Energy Systems

ISBN 978-7-111-31025-9

I. ①风… II. ①蒙…②李… III. ①风力发电机—系统最优化
IV. ①TM315

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2010）第 115417 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号 邮政编码 100037）

策划编辑：付承桂 责任编辑：付承桂

版式设计：霍永明 责任校对：樊钟英

封面设计：马精明 责任印制：乔 宇

三河市宏达印刷有限公司印刷

2010 年 9 月第 1 版第 1 次印刷

169mm×239mm·15.5 印张·301 千字

0001—3000 册

标准书号：ISBN 978-7-111-31025-9

定价：68.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务

网络服务

社服务中心：(010)88361066

门户网：<http://www.cmpbook.com>

销售一部：(010)68326294

销售二部：(010)88379649

教材网：<http://www.cmpedu.com>

读者服务部：(010)68993821

封面无防伪标均为盗版

译 者 的 话

由罗马尼亚著名学者 Iulian Munteanu 等人撰写的《Optimal Control of Wind Energy Systems》(《风力发电系统优化控制》)一书由 Springer 出版社于 2008 年 1 月出版。此书是 Springer 出版社“Advances in Industrial Control”(工业控制优化)系列丛书中的一本。

本书涵盖了风力发电所涉及的几个关键技术领域:风能、风能转换系统、风电场数学建模、风电机组控制系统、风电机组优化控制器、风能转换系统优化设计准则、变流器控制、变桨距控制系统以及风电系统实验设计等诸多方面。书中给出了风能优化控制系统的具体实现方法,并通过仿真、实验双重验证,提供了不同控制策略下所得到的详实波形,便于对比分析,加深读者印象。本书适合从事风力发电行业、电力电子与电力系统行业、风电控制系统、风电场运行与维护的工程师参考,尤其适合高等院校的本科生和研究生阅读。

本书第 1、2、6 章由北方工业大学周京华副教授翻译;第 3 章由中国电力科学研究院梁亮翻译;第 4 章部分内容以及附录 A 由哈尔滨工业大学风电研究所肖志东翻译;第 5 章由浙江华仪电器集团胡春松助理研究员翻译;第 7、8 章和附录 B、C 以及部分第 4 章内容由中国电力科学研究院李建林副研究员翻译;全书最后由李建林统一校对、统稿。除以上所列译者外,我的学生中国科学院电工研究所的霍现旭、朱琼峰、张雷,北京科诺伟业科技有限公司的王宇龙、谷海涛、邵桂萍等,对本书做了校对和部分录入、翻译工作,在此一并感谢!

另外,本书的翻译得到了国家自然科学基金项目(50907067)“直接驱动型风力发电系统低电压穿越控制策略研究”、北京市电气工程优秀教学团队(PHR201007206)、北京市科技新星计划的资助,在此表示感谢。由于译者水平有限,书中难免存在错误和不妥之处,恳请广大读者批评指正。

李建林

2010 年 1 月 1 日

于中国电力科学研究院

译者简介

李建林 1976年生，博士，博士后，中国电力科学研究院副研究员，硕士生导师。中国可再生能源风能协会委员，全国风力机械标准化技术委员会委员，中国电气工程大典可再生能源发电工程编委，电工技术学会、动力工程学会新能源专委会委员，《电网技术》、《电工技术学报》、《电力系统自动化》、《中国电机工程学报》等期刊特约审稿人，IEEE会员。2005年获浙江大学电力电子与电气传动专业博士学位，2005~2007年在中国科学院电工研究所从事博士后科研工作，研究方向为可再生能源发电技术、风力发电技术、电力电子技术、大规模储能技术。2009年11月调入中国电力科学研究院工作，从事风光储方面的研究工作。主要承担了国家自然科学基金项目1项，全国博士后基金项目1项，中国科学院所长基金项目1项。近年来发表文章100余篇，其中60余篇被EI检索，发明专利10项。著有《风力发电中的电力电子变流技术》、《风力发电系统低电压运行技术》，参与编写了《中国电气工程大典》（可再生能源卷：风力发电技术）。



周京华 1974年生，博士，北方工业大学副教授，硕士生导师。2005年获西安交通大学电气工程专业博士学位。北京市中青年骨干教师，2009年入选北京市科技新星计划，2006年获中国有色金属工业协会颁发的中国有色金属工业科学技术奖（三等）一项。研究方向为多电平变换技术在大功率变频器、PWM整流器、有源电力滤波器及清洁能源中的应用。近年来，以第一作者发表论文34篇，其中中文核心期刊10篇，EI检索14篇，已申请发明专利1项，编著教材1部。科研方面，承担北京市教委面上项目1项，参与完成北京市自然科学基金项目1项，参与国家自然科学基金项目2项，承担企业委托项目5项。目前，已经成功为企业开发出1140V/400kW三电平大功率变频器、380V/400kW能量回馈型电磁搅拌器、6kV/600kW多单元串联型能量回馈高压变频器，并已实现产品化，推向市场。



原系列丛书编辑前言

“工业控制优化”系列丛书旨在报道和促进控制工程中的技术发展。控制技术的快速发展对控制所有领域均产生了深远的影响。近年来，出现了一批新的控制理论、控制器、执行器、传感器、工业处理过程、计算方法，以及新的应用、新的控制原理等，同时也带来了新的挑战。大部分新技术新方法都是在行业报告、可行性研究报告和协作完成的工程报告中总结出来的。该系列丛书为广大技术人员提供了一个良好的平台，可以更全面、快捷地展示新型控制技术。

风电在欧盟及全世界都发展很快。欧盟各国的目标是到 2020 年风电的市场份额占到 12%，但是正如本系列丛书的作者观察到的：不依靠自动控制这一必要途径，风能转化的参数和技术标准达到电力市场的要求是不可能的。为了证实这一点，Iulian Munteanu、Antoneta Iuliana Bratcu、Nicolaos-Antonio Cutululis 和 Emil Ceangă 对控制工程技术在各种风力发电系统控制中的应用做了概述。本书从风能作为可再生能源的基本特性说起，以控制环概念和评估控制器的实验平台介绍作为结尾，形成了较为全面的权威著作。

本书作者所做的研究经历了深入调查所必需的一般历程，针对繁杂、非线性的工业控制系统提供了系统的解决方案。本书前三章分别介绍了风能的形成过程、风力模型和风能特性。接下来的三章介绍了为满足不同程度的控制性能目标而进行的控制设计的演变过程。最后，得出了一种有效的控制策略，并以硬件在环的手段进行了性能测试。

因此，《风力发电系统优化控制》一书中所阐述的各种优化控制策略的全面评估为风电控制做出了很大的贡献。本书很好地对“工业控制优化”系列丛书中的另一本《风力机控制系统：原理、建模及增益调度设计》（《Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design》^①）进行了补充，后者的作者是 Fernando Bianchi 等，于 2006 年 7 月

① 该书的中文译本于 2009 年 3 月由机械工业出版社出版。

出版。该丛书中的系列书目为风能转换系统控制的研究提供了一个完整的架构。

M. J. Grimble

M. A. Johnson

英国，苏格兰

格拉斯哥

工业控制中心

前言

可持续能源战略提倡以新能源逐步取代化石燃料能源，是一种优先发展的战略。在各种新能源中，风能目前在很多发达国家中都占有非常重要的地位。随着国际合作研究的不断进行，各种成熟的风能转换技术可以逐步满足各个相关投资项目的快速发展。

风电系统的主要问题是风能的随机性和间歇性（风速是随机的，具有很强的不稳定性，有时会出现湍流和极端的情况），以及电能质量的苛刻要求，例如无功功率要求、谐波要求和闪变要求等。因此，若没有自动控制，风能转换系统达到由电力市场和技术指标所要求的参数性能几乎是不可能的。

风能的随机特性对机械结构的承受能力提出了很大的挑战。在考虑到全球经济效率的大前提下，大部分相关文献都强调可靠性标准的重要性，有时甚至超过了对能量转换效率的要求（例如，在海上风电场的情况下）。所以，在控制策略中必须考虑到这方面的因素。

许多研究工作都致力于风能转换系统的控制，其目的在于优化能量转换效率，实现风力发电机与电网的连接，减轻机械结构的疲劳载荷。同时，还要考虑先进控制算法和它们在实际工程领域的应用之间的差距。现在很多研究机构都已经进行或正在进行这项研究工作，以缩小这种差距，成功实现向控制工程领域的技术转移。

本书的目的在于阐述一系列风力发电优化控制方面的观点，涵盖了风力发电工业应用的大部分领域。其主要思想是提出一系列优化准则并实现其应用，包括能量转换效率、机械可靠性以及提供的电能的质量。这种思想为多目标整体控制提供了一个全新的视角。

本书对一系列的控制技术进行了分析、评估和比较。这些控制技术包括经典的控制技术，如PI控制、最大功率点策略和LQG（线性二次型高斯）优化控制技术，也包括一些现代的控制技术，如滑模控制、反馈线性化控制和鲁棒控制。这些技术的讨论旨在确定动态优化方案在风能系统中的优点。由各种技术得到的结论都通过各种案例研究和MATLAB/Simulink仿真进行了验证。相关的软件方案和控制框图都在书后的软件资料部分[⊖]给出，并且给出了其中的某些案例研究的实时仿真结果。

⊖ 原书书后并没有软件资料部分，但读者可从网址

<http://www.springer.com/978-1-84800-079-7> 下载。——编辑注

本书强调基于频率分离原则而得到的风能转换系统 (WECS) 控制方案设计的可能性。频率分离原则的原理很简单。首先要确定控制方案必须遵守的一组电能质量要求。其次, 将这组要求分成两个对立对, 其中每个都是分别合成的控制方案的一部分。最后, 将这些组成部分叠加, 以得到总的控制输入。这种方案是可行的, 因为 WECS 所要求的电能质量的各个动态特性所在的频率段一般是不同的。

本书对风能转换系统进行了完整描述: 原理、功能、运行模式、控制目标和建模。本书主要供有控制基础的研究人员从事风电系统工作或进行深入研究时使用, 同时也可作为学习风力发电系统 and 应用系统优化程序的控制工程师、研究人员和研究生的指导用书。

本书共由 8 章组成。第 1 章对风能资源和风能系统做了简单的介绍。第 2 章对风能转换系统的各个主要部分进行系统的分析并且给出了相关的控制目标。第 3 章给出了应用于控制目标的模型。第 4 章介绍了风力发电控制系统的基础知识。第 5 章介绍了风能转换最大化的一些控制策略, 每一个策略都配以一个研究案例进行介绍。第 6 章给出了混合优化指标的概念, 介绍了风能转换系统优化控制的频率分离原则, 并给出了两个研究案例, 以证实此方案的有效性。第 7 章侧重于实验室里验证风能系统控制策略所搭建的硬件在环仿真平台, 给出了一个案例研究来介绍搭建仿真平台的方法。第 8 章给出了通用性结论, 并对未来 WECS 控制策略的发展提出了一些建议。

附录 A 是书中所用案例的详细系统参数。附录 B 给出了滑模控制、反馈线性化控制和 QFT 鲁棒控制的主要理论。最后, 附录 C 提供了研究案例实施过程的一些插图。

在此, 我们对罗马尼亚国家科学研究部门 (ANCS-CEEX 研究计划) 和罗马尼亚国立大学研究委员会 (CNCSIS) 表示衷心的感谢, 他们在本书统稿期间给了部分财政支持。

Iulian Munteanu

Antoneta Iuliana Bratcu

Nicolaos-Antonio Cutululis

Emil Ceangă

加拉茨 (罗马尼亚), 罗斯基勒 (丹麦)

2007 年 8 月

本书所用的物理量汇总

风能系统

空气动力学子系统和传动链

v, v_s, v_t	总风速, 稳态风速和湍流风速 $[\text{m/s}]$
w	相对于叶片的风速 $[\text{m/s}]$
ρ	空气密度 $[\text{kg/m}^3]$
I_t, L_t	湍流密度 $[-]$ 和长度 $[\text{m}]$
Ω_l, Ω_h	风轮角速度 (低速轴角速度) 和高速轴角速度 $[\text{rad/s}]$
R	风力机叶片长度 $[\text{m}]$
β	桨距角
N_b	风力机的叶片数目
$A = \pi R^2$	风轮扫掠面积 $[\text{m}^2]$
σ_p	Prandtl 的系数 $[-]$
$\lambda, \lambda_{\text{opt}}$	风力机的叶尖速度比及其最优值 $[-]$
v_s, v_n, v_M	风力机的切入风速、额定风速和切出风速
P_{air}	固定质量流动空气的总功率 $[\text{W}]$
P, P_{em}	生产的有功功率和发电机的机械功率 $[\text{W}]$
P_{wt}, P_n	风力机的捕获功率和额定功率 $[\text{W}]$
$C_p, C_{p_{\text{max}}} \equiv C_{p_{\text{out}}}$	风力机的功率系数及其最大值 $[-]$
$\Gamma_{\text{wt}}, \Gamma_h$	风力机风轮 (低速轴) 输出转矩和高速轴转矩 $[\text{N} \cdot \text{m}]$
P_{opt}	从风能中得到的最大捕获功率 $[\text{W}]$
$\Gamma_{\text{opt}} = \Gamma_{\text{wt}}(\lambda_{\text{opt}}, v)$	对应于最优叶尖速度比的风转矩 $[\text{N} \cdot \text{m}]$
$C_\Gamma, C_{\Gamma_{\text{max}}}$	风力机的转矩系数及其最大值 $[-]$
$C_{\Gamma_{\text{opt}}} = C_\Gamma(\lambda_{\text{opt}})$	对应于 λ_{opt} 的转矩系数 $[-]$
J_{wt}	风轮转动惯量 $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
i	齿轮箱 [传动链] 传动比 $[-]$
K_s, B_s	传动链硬度和阻尼系数 $[\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}]$
η	效率 $[-]$

Γ	传动链扭矩 $[\text{N} \cdot \text{m}]$
发电机	
J_{g}	发电机轴转动惯量 $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
Γ_{G}	发电机转矩 $[\text{N} \cdot \text{m}]$
p	极对数
$\omega_{\text{S}}, \omega_{\text{R}}$	定子（同步发电机）和转子频率 $[\text{rad/s}]$
感应发电机	
$V_{\text{S}}, V_{\text{R}}$	定子和转子的电压有效值 $[\text{V}]$
$i_{\text{S}}, i_{\text{R}}$	定子电流和转子电流 $[\text{A}]$
$\Phi_{\text{S}}, \Phi_{\text{R}}$	定子磁通和转子磁通 $[\text{Wb}]$
$R_{\text{S}}, R_{\text{R}}$	定子和转子的绕线电阻 $[\Omega]$
$L_{\text{S}}, L_{\text{R}}, L_{\text{m}}$	定子电感，转子电感和互感 $[\text{H}]$
ω	角速度 $[\text{rad/s}]$
$\theta_{\text{S}}, \theta_{\text{R}}$	定子和转子的磁通矢量角 $[\circ]$
σ	漏磁因数 $[-]$
同步发电机	
R_{l}	负荷阻抗 $[\Omega]$
u, i	定子电压 $[\text{V}]$ 和定子电流 $[\text{A}]$
L	定子电感

建模

s	拉普拉斯算子
j	$\sqrt{-1}$
$\dot{x}$	x 对时间的导数
x^*	x 变量的参考值
$\bar{x}$	在给定的稳态工作点下 x 的变量值
$\Delta x = \bar{x} - x$	在稳态工作点 $\bar{x}$ 附近的变化量
$\Delta \bar{x} = \Delta x / \bar{x}$	在稳态工作点 $\bar{x}$ 附近变化量的标准化 $[-]$
$\sigma(x)$	x 的标准差
$S_{xx}(\omega)$	x 的频谱功率密度
$e(t)$	白噪声
$E\{x\}$	x 的期望值
T_{w}	低通滤波器的时间常数
γ	风力机的转矩参数 $[-]$

J_l	低速轴的等效转动惯量 $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
J_h	高速轴的等效转动惯量 $[\text{kg} \cdot \text{m}^2]$
J_T, J_G	风力机线性化模型的时间常数 $[\text{s}]$
x_d, x_q	发电机 (d, q) 轴上的 x 变量值
x_a, x_b, x_c	发电机 (a, b, c) 三相坐标轴上的 x 变量值
T_G	电磁子系统等效动态模型的时间常数 $[\text{s}]$

本书所用的首字母缩略词汇总

2LFSP	Two-loop control structure based on the frequency separation principle	基于频率分离原则的双环控制结构
AS	Aerodynamic subsystem	空气动力学子系统
BET	Blade element theory	叶素理论
BPS	Basic physical system	基本物理系统
CS	Control subsystem	控制子系统
DFIG	Doubly-fed induction generator	双馈感应发电机
DFT	Discrete Fourier Transform	离散傅里叶变换
DT	Drive train	传动链
EFT	Effector (part of the HIL simulator)	效应器 (HIL 仿真器的组成部分)
EMS	Electromagnetic subsystem	电磁子系统
EPS	Emulated physical system	仿真物理系统
EPSM	Model of the EPS	EPS 模型
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
H/V AWT	Horizontal-/vertical-axis wind turbine	水平轴/垂直轴风力机
HFL	High-frequency loop	高频环
HIL	Hardware-in-the-loop	硬件在环
HILS	Hardware-in-the-loop simulation	硬件在环仿真
HPF	High-pass filter	高通滤波器
HSS	Higt-speed shaft	高速轴
IPS	Investigated physical system	研究物理系统
LFL	Low-frequency loop	低频环
LPF	Low-pass filter	低通滤波器
LSS	Low-speed shaft	低速轴
OP	Operating point	工作点
OOP	Optimal operating point	最优工作点
ORC	Optimal regimes characteristic	最优控制特性
PMSG	Permanent-magnet synchronous generator	永磁同步发电机
PWM	Pulse-width modulation	脉宽调制
RTPS	Real-time physical simulator	实时物理仿真器
RTSS	Real-time software simulator	实时软件仿真器
SCIG	Squirrel-cage induction generator	笼型感应发电机
TSC	Tip speed controller	叶尖速度控制器

TSR	Tip speed ratio	叶尖速度比
(V/C S)	(Variable-/constant-speed) wind energy	(变速/恒速) 风能转换系统/风能
WECS/WPS	conversion system/ wind power system	系统
WRIG	Wound-rotor induction generator	绕线转子感应发电机
WRSG	Wound-rotor synchronous generator	绕线转子同步发电机

目 录

译者的话

译者简介

原系列丛书编辑前言

前言

本书所用的物理量汇总

本书所用的首字母缩略词汇总

第 1 章 风能	1
1.1 简介	1
1.2 风能转换系统的现状与发展趋势	1
1.2.1 风能转换系统技术上的问题	1
1.2.2 风力机	3
1.2.3 小功率风能转换系统	4
1.2.4 风能转换系统的控制	4
1.3 本书概要	5
第 2 章 风能转换系统	7
2.1 风能	7
2.2 风能转换系统技术	10
2.3 风力机的空气动力特性	11
2.3.1 致动盘的概念	11
2.3.2 风力机的性能	13
2.4 传动链	14
2.5 发电系统	15
2.5.1 恒速 WECS	15
2.5.2 变速 WECS	17
2.6 混合发电系统中的风力发电机	19
2.7 控制目标	21

第 3 章 WECS 的模型	23
3.1 简介和问题陈述	23
3.2 风力机的空气动力模型	24
3.2.1 固定点风速模型	24
3.2.2 风力机的特性	29
3.2.3 基于风轮风速的转矩计算	34
3.3 发电机模型	37
3.3.1 感应发电机	38
3.3.2 同步发电机	42
3.4 传动装置模型	44
3.4.1 刚性传动链	44
3.4.2 柔性传动链	46
3.5 电力电子变流器和电网模型	46
3.6 线性化和特征值分析	49
3.6.1 基于感应发电机的 WECS	49
3.6.2 基于同步发电机的 WECS	53
3.7 案例研究 (1): 基于 SCIG 的 WECS 的降阶线性模型	56
第 4 章 风力机控制系统	58
4.1 控制目标	58
4.2 主控制目标的物理基础	58
4.2.1 主动变桨控制	59
4.2.2 主动失速控制	60
4.2.3 被动变桨控制	60
4.2.4 被动失速控制	61
4.3 WECS 优化控制原则	61
4.3.1 变速定桨距 WECS 实例	61
4.3.2 定速变桨距 WECS 实例	64
4.4 WECS 的主工作策略	65
4.4.1 变速定桨距 WECS 的控制	65
4.4.2 变桨距 WECS 的控制	70
4.5 混合标准的优化控制: 能量效率-疲劳载荷	74
4.6 整体运行的增益调度控制	76
4.7 WECS 中的发电机控制	78
4.7.1 感应发电机的矢量控制	78
4.7.2 永磁同步发电机的控制	82

4.8 并网运行和电能质量评估控制系统	83
4.8.1 电力系统稳定性	83
4.8.2 电能质量	87
第5章 基于能量效率准则的 WECS 优化控制设计方法	90
5.1 问题陈述和现状	90
5.1.1 非线性模型下的优化控制方法	90
5.1.2 采用线性化模型的最优控制策略	93
5.1.3 小结	95
5.2 最大功率点跟踪 (MPPT) 策略	96
5.2.1 问题陈述及文献回顾	96
5.2.2 风速湍流在 MPPT 中的应用	99
5.2.3 案例研究 (2): 经典 MPPT 与风速湍流作为搜索信号的 MPPT	103
5.2.4 小结	106
5.3 PI 控制	107
5.3.1 问题陈述	107
5.3.2 控制器设计	108
5.3.3 案例研究 (3): 2MW WECS 优化控制中 PI 速度控制的应用	110
5.3.4 案例研究 (4): 6kW WECS 优化控制中 PI 功率控制的应用	112
5.4 开关控制	113
5.4.1 控制器设计	113
5.4.2 案例研究 (5)	117
5.5 滑模控制	118
5.5.1 建模	119
5.5.2 基于减轻机械负荷的能量优化	119
5.5.3 案例研究 (6)	121
5.5.4 实时仿真结果	122
5.5.5 小结	124
5.6 反馈线性化控制	125
5.6.1 WECS 建模	125
5.6.2 控制器设计	127
5.6.3 案例研究 (7)	130
5.7 QFT 鲁棒控制	131
5.7.1 WECS 建模	132
5.7.2 基于 QFT 的控制设计	132
5.7.3 案例研究 (8)	133
5.8 小结	138

第 6 章 WECS 多目标优化控制	141
6.1 简介	141
6.2 WECS 的 LQ 控制	141
6.2.1 问题陈述	141
6.2.2 输入-输出方法	142
6.2.3 案例研究 (9): R-S-T 控制器在柔性耦合发电机 WECS LQ 控制中的应用	144
6.3 WECS 最优控制的频率分离原理	146
6.3.1 WECS 动态性能的频率分离原则	146
6.3.2 优化控制结构和设计程序 (2LFSP)	147
6.3.3 滤波和风速估计的推算	150
6.4 2LFSP 在刚性耦合发电机 WECS 中的应用	152
6.4.1 建模	152
6.4.2 低频环稳态优化	154
6.4.3 高频环 LQG 动态优化	154
6.4.4 高频环 LQ 动态优化	156
6.4.5 案例研究 (10)	158
6.4.6 整体实时仿真结果	161
6.5 2LFPS 在柔性耦合发电机 WECS 中的应用	165
6.5.1 建模	165
6.5.2 低频环稳态优化	166
6.5.3 高频环动态优化	167
6.5.4 案例研究 (11)	168
6.6 2LFSP 有效性的小结	170
6.7 多目标整体控制方案	171
6.7.1 大功率风力发电机的控制目标	171
6.7.2 多目标控制的整体最优化和频率分离原则	172
6.7.3 WECS 频率范围模型	174
6.7.4 风速湍流部分的频谱特性	175
6.7.5 WECS 控制系统的开环带宽限制	177
6.7.6 WECS 的频率分离控制	179
第 7 章 WECS 控制结构的实验研究设备系统	183
7.1 简介	183
7.2 WECS 的机电仿真器	184
7.2.1 硬件在环 (HIL) 系统的原理	184
7.2.2 设计 HIL 系统的具体过程	186
7.2.3 WECS 物理仿真器的构建	187

7.2.4 WECS HIL 仿真器的误差估计	188
7.3 案例研究 (12): 基于 DFIG 的 WECS 的 HIL 仿真器的构建	192
7.3.1 对 WECS 仿真器的要求	193
7.3.2 实时物理仿真器 (RTPS) 的构建	193
7.3.3 研究物理系统 (IPS) 的构建和发电机控制	196
7.3.4 WECS 整体运行模拟	198
7.4 小结	200
第 8 章 结论	201
附录	203
附录 A 案例研究中各 WECS 的特性	203
附录 B 理论背景和发展	205
B.1 滑模控制	205
B.2 反馈线性化控制	206
B.3 QFT 鲁棒控制	210
附录 C 图片、图表和实时影像	215
参考文献	221

第 1 章 风 能

1.1 简介

人类对风能的利用已经有几千年的历史了。从古代起，风能就被利用在不同的领域，从农业活动中的谷物碾磨、抽水到今天的电力生产，都有对风能的应用。从 20 世纪 70 年代初的石油危机起，在短短的 20 年中，风力发电技术就从一个较低的水平历经了一个重要的发展阶段，从主要用于电池充电到发展为一种主流的发电技术。如今，风能是增长最快的可再生能源的来源。

风能是免费的、清洁的、无穷无尽的。此外，一旦风电场建成，风电的价格就是固定的 [EWEA（欧洲风能协会），2005]。并且，风电的价格已经达到了与一些传统发电系统、柴油发电系统所生产的电价可相比拟的程度（Parfit 和 Leen，2005）。

在 2004 年末，全世界的风力发电总容量已经达到 48GW，占世界总发电供应量的 0.57%。这个数据看起来也许不引人注目，但与其他可再生能源技术相比，显而易见，风力发电是最有前途的。例如，风力发电在欧洲电力市场所占的份额仍然较小，仅占其总发电量的 2.4%。但这一状况将随着欧盟的一项决定而改变。欧盟决定将风力发电作为电力市场的一个主要来源，到 2020 年，市场份额增加到 12%，到 2030 年增加到 30%（EWEA，2005）。

1.2 风能转换系统的现状与发展趋势

风能转换系统（WECS）是有待完善、发展的主流发电技术之一。风能技术仅仅从 25 年前才取得重大进步。今天的风力发电机是过去 20 年的技术发展形成的。除了模块化和快速安装，风力发电机看起来越来越像发电站。风力发电机的发电量提高到了 20 年前同等设备发电量的 200 多倍（EWEA，2005）。低功耗 WECS 越来越显示出它的重要性，它是孤岛发电、微电网系统、分布式发电等的研究热点。如今，风能转换系统这项成熟的技术仍然有重要的发展潜力。

1.2.1 风能转换系统技术上的问题

各种风力发电机组的有关概念在过去 10 年中一直变化着。它们最主要的区别在于电气设计和控制方面。WECS 可以按速度控制和功率控制能力来分类，这就导致风力发电机组的类别有了发电系统（速度控制）和在额定功率（功率

控制)上为了限制空气动力效率而引入的方法的区别。

速度控制标准将 WECS 分为两种:恒速风电机组和变速风电机组;而按功率控制能力,WECS 分为三类:失速型风电机组、变桨距风电机组和主动失速型风电机组。

• 恒速 WECS

恒速风电机组是风电机组工业中首先被采用的。它简单、可靠、电气零部件成本低。恒速风电机组利用感应发电机,直接连接到电网。这使得不论风速的大小,为了与电网频率保持一致,发电机、风轮转速基本上要保持恒定。

• 变速 WECS

变速风电机组是目前最常用的 WECS 之一。与恒速风电机组相比,它具有很多优势。首先最重要的是,发电系统与电网频率之间解耦,这就使得控制和优化运行更加灵活。当然,需要用到电力电子变流器,它们是发电机和电网之间的连接装置。实际上,正是由于电力电子变流器,使得变速操作成为可能。在实现更高的风能普及水平方面,由变速操作提供的高可控性是一个功能强大的优势(Sørensen 等, 2005; Hansen and Hansen, 2007)。

变速操作允许风电机组在最大空气动力效率下不断调整其转速(加速或减速)。设计恒速风力发电机时,是在一种风速下实现最大的空气动力效率,而变速风力发电机可以在一个很宽的风速变化范围内实现最大空气动力效率。此外,变速运行可以实现不同的目标而采用先进的控制策略,例如减少机械应力、减少噪声、增加风能捕获等(Ackermann, 2005; Burton 等, 2001)。

功率控制能力指的是风力发电机的空气动力性能,特别是在功率限制运行范围内。所有的风力发电机都具有某种功率控制功能。

• 失速控制 WECS

功率控制最简单的形式是在高风速下不改变叶片的几何形状而通过利用失速效应来降低空气动力效率。随着风速的增加,风轮空气动力“自然”地驱动风轮处在失速工况。这种方法的关键在于叶片轮廓的特殊设计。此设计在额定功率附近提供了失速效应,而且没有不期望的空气动力特性。这一功率控制方法的缺点是:由风力引起了较高的机械应力,随着空气密度和电网频率的变化,协助起动和最大稳态功耗的值并没有变化(Hansen and Hansen, 2007)。

• 变桨距控制 WECS 和主动失速控制 WECS

另一种控制功率的方法是改变桨距角从而改变叶片的几何形状。这种方法如今被广泛应用,通过改变桨距角从而改变风速在叶片上的行程,也就是使叶片对风或侧风。根据叶片改变的方向(对风或侧风),又分为桨距控制和主动失速控制。这两种方法的具体分析和它们之间的差别将在后续章节给出。

控制桨距角的主要优点有:良好的功率控制性能,降低辅助起动和紧急停

车时的功耗。另外，由于叶片的力学性能和控制系统的要求，此方法增加了成本和复杂性。

1.2.2 风力机

在过去 10 年中，风力机的设计目标已经发生了很大的变化。现在的风力机已经趋向于大型化，并且从恒速、失速控制、简单的控制系统发展到如今的变速、变桨距控制、带或不带变速箱的驱动机构、高可控性系统。因此，风力机已经从传统驱动技术发展到目前的优化驱动技术。

在欧洲市场上，不同的风力机的市场份额见表 1-1。根据速度控制能力，分为四类风能转换系统（EWEA，2005）：恒速（一种或两种速度）、有限的变速、改进的变速和带有变频器的变速（见表 1-1）。

表 1-1 欧洲风能转换系统市场份额（EWEA，2005）

风能转换系统	欧洲市场份额（%）
恒速型	30
有限变速型	10
改进变速型	45
带有变频器的变速型	15

如今安装的风力机的参数见表 1-2（EWEA，2005）。

表 1-2 风力机参数（EWEA，2005）

风力机参数	<变化范围>，标准值
额定功率/MW	<0.850~6.0>，3.0
风轮直径/m	<58~103>，90
额定功率系数/(W/m ²)	<300~500>，470
设备利用率（负荷率） ^① （%）	<18~40>
满负荷运行时间 ^② /h	<1800~4000>
年发电量 ^③ /(kW/m ² ·年)	<600~1500>
技术可用性 ^④	<95~99>，97.5

① 主要取决于风电场的平均风速，以及风电机组相应的功率曲线和平均风速。

② 同上。

③ 归一化的风轮扫掠面积，取决于风电场的平均风速。

④ 针对陆地机组，包含常规维护费用。

在 Hansen and Hansen（2007）中，有一篇完善的市场份额趋势分析。分析表明，恒速风能转换系统由于 Kenetech 变速操作专利（Richardson 和 Erdman，1992）的应用，占据了非常稳定的市场份额，在美国尤为明显。而有限变速

WECS 正在逐步退出市场。另一方面,改进变速 WECS 如今已经很明显地成为市场的主导。改进变速 WECS 和带变频器的变速 WECS 一起,代表着未来 WECS 的发展方向。

大功率 WECS 技术的发展越来越受到电网连接和电力系统运行的限制。安装的 WECS 数量的大幅增长和更为重要的计划增加的风力发电普及水平,使人们越来越关注风力机的控制能力。

WECS 不同的组成部分(气动装置、发电机、电力电子装置等)的发展取决于各个部件的控制能力和 WECS 的整体性能。

最后,风力机的一般性发展趋势可以归纳如下:对恒速风力机的关注将会持续减少,特别是在电网连接要求越来越高的今天,目前的恒速风能转换系统技术不能满足这方面的要求。另一方面,采用具有恒速风能转换系统风电场的高压直流输电(HVDC)技术可能满足电网法规的要求(Hansen 等,2001);变速风力机可能是未来市场的主导;目前的焦点是在海上和内陆发展大功率风力机(8~10MW);从控制的角度看,除了优化运行,重点是减少载荷、电网整合、发展风力机和风电场使之具备传统发电厂所具有的能力(UpWind 2006)。

1.2.3 小功率风能转换系统

由于小功率风能转换系统在孤立电网和分布式能源生产中的应用,也引起了人们对它们的兴趣,并由此产生了微电网的概念(Kanellos 和 Hatziaargyriou, 2002)。

小功率 WECS 被融合在独立发电系统中,也被应用在混合发电系统中。后者典型的应用是混合风-光伏发电系统或风力机与燃料电池/柴油机相结合。它们都使用蓄电池储存电能。

由于应用非常广泛,它的控制问题与风电场中的控制问题有所不同,它完全取决于实际应用。例如,当用于抽水或暖气加热时,控制目标明显与孤立电网的确保电能质量的标准不同。

因此,孤立电网中的主要问题是风能的调度,而这种调度取决于瞬时用电量和从其他发电机中储存的电能(考虑到能源储存)。除了获得最大功率和可靠性问题外,控制的重点在于当地的电力系统稳定性和功率传输情况(波动、谐波等)。

在某些情况下,混合系统中所包含的发电机均向一条公共的直流母线供电。这时,控制系统的首要目标是确保电力供应的连续性,同时符合使用要求。后者涉及系统元件的使用寿命,这些元件决不能受控制行为(例如蓄电池的充放电周期的稳定性、柴油发电机的开关方式等)的影响。

1.2.4 风能转换系统的控制

目前在 WECS 控制中所面临的挑战是,在电能来源——风非常不规则的情

况下，要确保输送高质量的电能。

现代风力发电系统都配有控制和监测子系统来进行监控和数据采集（SCADA）。一般来说，有三个低级别的控制系统，下面将对它们进行简单的介绍。

叶片的气动功率控制是较为成熟，实际应用广泛的技术。经典的 PI 控制和优化控制结构已经在工业中得到良好的应用。在变速运行风电机组控制方面，文献提出了众多的供现场试验的控制技术。但是，在实际中，风电机组并未用到这些经典的控制技术。目前还没有建立统一的变速控制策略，并且实际中只是应用了最基本的控制策略。另外，目前正在加紧研究电网的接入控制和输出功率调节，因为电网连接标准一直在不断地改变。控制目标、问题的形成和解决方案都极大地依赖于目前的发电机结构、当地的公共电网、运行方式（即孤岛或连网）等。

许多研究工作涉及了 WECS 控制，目的是使能量转换最优化、将风力发电机连接到电网上甚至减小机械结构的疲劳负荷。我们需要建立一套基于最优化准则的方法，遵守一套取决于实际应用的全面要求。这一思想为多判据全面控制方法打开了视角。

1.3 本书概要

本书由八章、缩略词汇总、三个附录，以及参考文献组成。

在本章引言之后，在第 2 章中介绍了风能资源，并从功能角度分析了 WECS 的主要组成部分：风轮、传动系统和电气子系统。相关的控制目标在本章结尾陈述。

第 3 章阐述为实现控制目标所需的建模的导出。以外部变量即风的分析作为开端，给出了定点风速模型，同时给出了由风力机风轮实验得到的风速模型。然后对上一章所描述的子系统模型进行具体描述。最后，给出典型案例研究，说明风力发电系统的动态特性。

第 4 章介绍了风力机控制系统的基本知识。其中包括闭环系统，为所谓的主要目标——失速和变桨距控制——以及更多来自混合优化标准的先进控制策略打下基础。还介绍了用于无功功率的控制器以及在电网条件下用于控制电能质量的控制器。

第 5 章介绍了在部分负荷状态下能达到能量转换最大化的一些有效的控制方法。根据系统中应用的知识丰富程度，可以对它们进行分类。每一种方法都结合一个案例进行介绍，以便于对它们的性能和缺点进行评价。通过这章的分析，展现了在混合标准下各种 WECS 的控制要求。

当混合优化标准制定后，更复杂的控制结构是必要的，例如，除了能量转

换的最大化，还需要增加机械可靠性这一制约因素。在第 6 章中，提出了风力发电系统最优化控制中的频率分离原则。这是设计方法的基础。提出了两个案例研究来解释这个原则在基于刚性和柔性耦合发电机的风力发电系统中的应用。

第 7 章介绍了用于实验验证风力发电系统控制规律的系统。这些实验仿真器是基于硬件在环（HIL）的理念，组成了连接硬件和软件的闭环系统。给出了一个案例研究来解释在基于感应发电机的变速风能转换系统中，闭环的优化功能。

本书最后一章（第 8 章）提出了通用性的结论，并指出了今后 WECS 控制规律发展的方向。

附录 A 给出了在案例研究中 WECS 的参数。选择了一些小功率和大功率、刚性驱动器和柔性驱动器、感应或永磁同步发电机的 WECS 作为例子。附录 B 给出了支持滑模控制、反馈线性化控制和 QFT 鲁棒控制方法的主要理论。附录 C 给出了在书中用到的案例研究的图片、图表和实时影像。

第 2 章 风能转换系统

2.1 风能

在风能的开发中，风能各方面的特性都是非常重要的。每个风能项目的第一步都是风电场的微观选址和经济可行性预评估。

随着风速在不同空间的变化，风能的可利用度也是不同的。风在空间和时间上都是变化的。由于可利用能源成三次方放大，这种变化的重要性便显得异常突出。

风力在时间上的变化可以分为三个时间尺度（Burton 等，2001）。第一，长时间尺度变化，描述了从一年到另一年的风量的变化，甚至几十年或者更长时间内风量的变化。第二，中等时间尺度，覆盖时间长达一年，风季节性的变化是更容易预测的。因此，在某一个观测点，风力变化通常是以一年内的月变化量进行评估的。评估是统计分析很长一段时间（数年）的风速测量数据。最后，短期时间尺度，以分钟和秒作为时间单位。短期时间尺度也称为湍流。这种时间尺度也是为人们所熟知的，它是风力机设计的着力点。

中等时间尺度的风力变化（也称为月变化）是以超过一年的概率分布为特点的典型应用。威布尔分布常用来表示风速的频率分布（Burton 等，2001）。

威布尔分布是一个广泛应用于统计分析的双参数函数，它由 Seguro 和 Lambert 在 2000 年提出。威布尔分布的表达式为

$$P(v < v_i < v + dv) = P(v > 0) \left(\frac{k}{c} \right) \left(\frac{v_i}{c} \right)^{k-1} \exp \left[- \left(\frac{v_i}{c} \right)^k \right] \quad (2-1)$$

式中， c 是威布尔尺度因子，其单位与风速单位相同； k 是无单位的威布尔形状因子； v 是风速； v_i 是一个特定风速； dv 是风速增量； $P(v < v_i < v + dv)$ 是风速在 v 和 $v + dv$ 之间的概率； $P(v > 0)$ 是风速超过 0 的概率。

累积分布函数为

$$P(v < v_i) = P(v \geq 0) \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{v_i}{c} \right)^k \right] \right\} \quad (2-2)$$

用两个威布尔参数来表达平均风速为

$$\bar{v} = c \cdot \Gamma \left(1 + \frac{1}{k} \right) \quad (2-3)$$

式中， $\bar{v}$ 是平均风速； $\Gamma()$ 是完整的 Gamma（伽马）函数。

其中一种特殊情况是当 $k = 2$ 时，威布分布就变成了瑞利分布。这时，

$\Gamma(1+1/k)$ 的值 $\sqrt{\pi}/2=0.8862$ 。在尺度因子恒定的情况下，参数 k 对概率密度函数的影响如图 2-1 所示。简单来说， k 越大，在年平均风速附近的小时平均速度变化越小，如图 2-1 所示。

尺度因子 c 表示了一个地方风有多大，换一种说法就是风的年平均速度有多大。在形状因子保持不变的情况下，尺度因子 c 对概率密度函数的影响如图 2-2 所示。

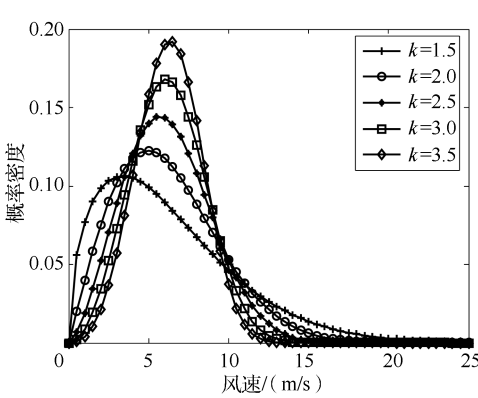


图 2-1 不同 k 值下的威布尔分布 (c 恒定)

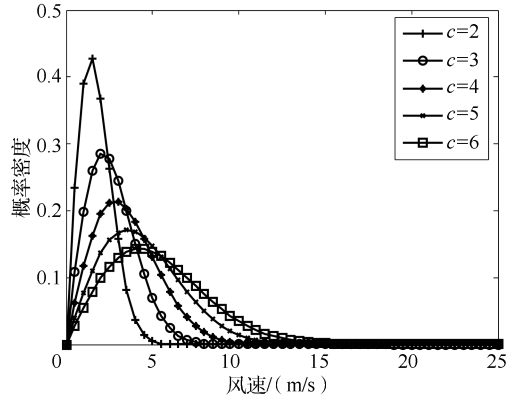


图 2-2 不同 c 值下的威布尔分布 (k 恒定)

通常有两种方法来估计威布尔分布的两个参数 c 和 k 。

一种计算参数的方法是从式 (2-2) 中推导，并取自然对数，由此得到

$$\ln [-\ln (1-P(v_i))] = k(\ln v_i - \ln c) \quad (2-4)$$

记

$$y = \ln [-\ln (1-P(v_i))]; u = \ln v_i; k_0 = -k \ln c \quad (2-5)$$

则式 (2-4) 变为

$$y = ku + k_0 \quad (2-6)$$

式中， k 和 k_0 是用累积分布函数的线性回归计算出来的。

最后，得出尺度因子 c 为

$$c = \exp \left(-\frac{k}{k_0} \right) \quad (2-7)$$

第二种方法是最大似然估计法 (Seguro 和 Lambert, 2000)，使用风力时间序列数据，而不是累积分布函数。分别计算两个参数得到

$$k = \left(\frac{\sum_{i=1}^n v_i^k \ln(v_i)}{\sum_{i=1}^n v_i^k} - \frac{\sum_{i=1}^n \ln(v_i)}{n} \right)^{-1} \quad (2-8)$$

$$c = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n v_i^k \right)^{1/k} \quad (2-9)$$

式中, v_i 是在时间长度 i 内的风速; n 是非零风速点的数目。式 (2-8) 必须使用迭代过程, 初始迭代值最好选用 $k=2$ 。

众所周知, 在某一观测点一年内的风速变化是非常重要的, 但不足以评估在此地安装风力发电机组的经济可行性。为了分析可行性, 通常用风功率密度来表示风能水平, 单位是 W/m^2 。风功率密度是由风速频率分布、空气密度和空间内的风速三次方综合决定的。

在面积 A 内的风功率可以表示为

$$P_t = \frac{1}{2} \rho A v^3 \quad (2-10)$$

式中, ρ 是空气密度。

因此, 在面积 A 内的平均风功率密度为

$$\frac{P_{t\text{mean}}}{A} = \frac{1}{2} \rho \langle v^3 \rangle \quad (2-11)$$

式中, 风速三次方的平均值为

$$\langle v^3 \rangle = \int_0^{\infty} v^3 p(v) dv \quad (2-12)$$

式中, $p(v)$ 是概率密度函数。

综合式 (2-12) 和威尔布函数可以得到

$$\langle v^3 \rangle = \frac{\Gamma(1+3/k)}{\Gamma^3(1+1/k)} \langle v^3 \rangle \quad (2-13)$$

令

$$e(k) = \frac{\Gamma(1+3/k)}{\Gamma^3(1+1/k)} \quad (2-14)$$

式中, $e(k)$ 称为能量模式因数 (EPF, Jamil 1990)。将式 (2-13) 和式 (2-14) 代入式 (2-11) 得到

$$\frac{P_{t\text{mean}}}{A} = \frac{1}{2} \rho e(k) \langle v^3 \rangle \quad (2-15)$$

可以看出, 平均风功率密度与 EPF 和风速的三次方都成正比。

平均风功率密度与威布尔分布函数的两个参数 c 和 k 的关系如图 2-3 所示。

当功率转换效率 (功率系数, 见 2.3.1 节) 为常数时, 要得到最大能量, 需

$$\frac{d}{dv} [v^3 p(v)] = 0 \quad (2-16)$$

再利用威布尔分布, 可以得到最优风速 v_{opt} , 其表达式为 (Jamil, 1990)

$$v_{\text{opt}} = c (1 + 2/k)^{1/k} \quad (2-17)$$

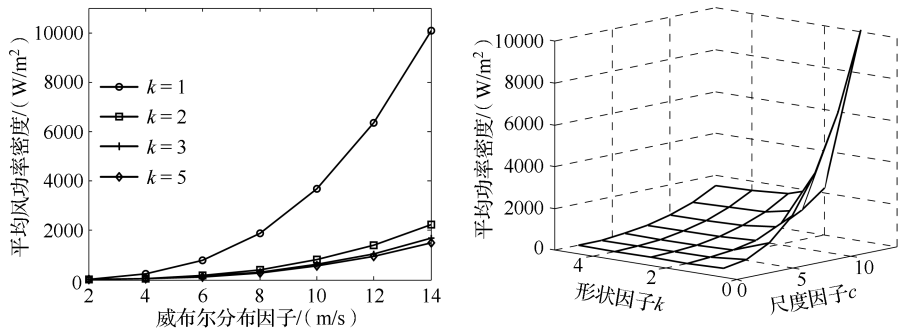


图 2-3 平均风功率密度

另一方面，在某一观测点，最可能的风速（用 v^* 表示）可以从下面的条件推导得到

$$\frac{d}{dv}[vp(v)] = 0 \tag{2-18}$$

得
$$v^* = c(1 - 1/k)^{1/k} \tag{2-19}$$

在某一观测点用威布尔分布计算得到的数据组（ v_{opt} ， v^* ）可以提供关于风能资源有用的信息。

总之，威布尔分布能够提供某一观测点的风速年变化量和平均风功率密度。最好的情况是，在一个观测点，有高的尺度因子（ c ）和低的形状因子（ k ）。

2.2 风能转换系统技术

风能转换系统（WECS）就是可以将捕获的气流能量转换成电能的装置。这种转换经过两个步骤，分别如下：在风能流的驱动下，转换装置（即风力机风轮）就会转动，获得机械功率；风轮驱动旋转电机（即发电机）产生电能。

风力机中某些概念已经被提出多年了。风力机技术的历史调查已经超出了本书范围，如果有兴趣可以在 Ackermann（2005）找到这些资料。风力机有两种基本类型，即垂直轴风力机（VAWT）和水平轴风力机（HAWT）。如今，绝大部分都是带有两个或三个叶片的水平轴风力机。

HAWT 由塔架和安装在塔架顶部的机舱组成，如图 2-4 所示。机舱中除有能量转换链外，还有控制子系统和一些辅助性系统（例如冷却系统和制动系统等）。

能量转换链由四个子系统构成：

- 空气动力子系统，主要包括由叶片组成的风力机风轮和支撑叶片的轮毂组成。
- 传动链，一般由与轮毂相连的低速轴、增速器和驱动发电机的高速轴组成。

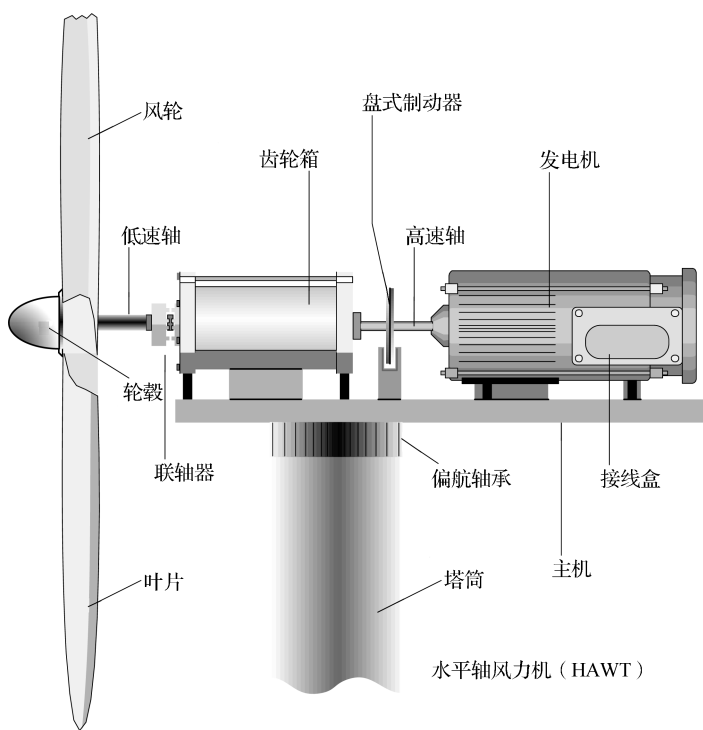


图 2-4 双叶片水平轴风力机的主要部件

- 电磁子系统，主要由发电机构成。
- 电力子系统，包括与电网相连的部件和内部连接的部件。

所有的风力机都能够转动机舱以使叶片垂直于风向。转动装置可以是一个尾叶（小型风力机）或者一个电动偏航装置（中型或大型风力机）。

能量转换链中自然会有一些能量的损失。由于在风力机风轮后的风速不为零，人们就很容易理解它的效率必小于1。另外，由运行规律可知，运动传递和电能的产生都会有摩擦损耗和焦耳效应引起的损耗。能量转换链中元件相互耦合，相互作用，相互影响各自的运行。

2.3 风力机的空气动力特性

风力机风轮受到气流的作用，产生了空气动力学效应，这种效应取决于叶片的形状。

2.3.1 致动盘的概念

通过考虑转换风能的过程，可以对风力机的空气动力学特性进行分析（Burton 等，2001）。

考虑到致动盘（见图 2-5）和通过截面的空气质量，并建立流管。

致动盘前面的条件参数（速度和压力）以下标 u 作为标记，在致动盘上的参数下标为 0，致动盘后面的参数下标为 w 。

通过致动盘截面 A 的空气质量 m 产生了气流冲量 $H = m(v_u - v_w)$ ，并产生了一个力，表达式为

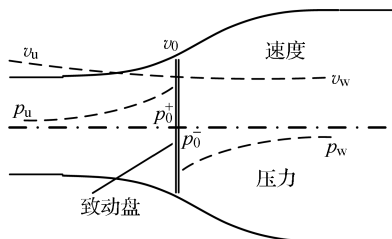


图 2-5 流经致动盘的能量

$$T = \frac{\Delta H}{\Delta t} = \frac{\Delta m(v_u - v_w)}{\Delta t} = \frac{\rho A v_0 \Delta t (v_u - v_w)}{\Delta t} = \rho A v_0 (v_u - v_w) \quad (2-20)$$

或

$$T = A(p_0^+ - p_0^-) \quad (2-21)$$

由伯努利方程，得到压力差为

$$p_0^+ - p_0^- = \frac{1}{2} \rho (v_u^2 - v_w^2) \quad (2-22)$$

将式 (2-12) 代入式 (2-21) 得

$$T = \frac{1}{2} \rho A (v_u^2 - v_w^2) \quad (2-23)$$

由式 (2-20) 和式 (2-23) 得到

$$v_0 = \frac{1}{2} (v_u + v_w) \Rightarrow v_u - v_w = 2(v_u - v_0) \quad (2-24)$$

速度为 v 的空气质量的动力为

$$E_k = \frac{1}{2} m v^2 \quad (2-25)$$

式中， m 是在单位时间内流过致动盘的空气质量， $m = \rho A v_0$ ，则致动盘所捕获的功率为

$$P = \frac{1}{2} \rho A v_0 (v_u^2 - v_w^2) \quad (2-26)$$

或

$$P = \frac{1}{2} \rho A v^3 4a(1-a)^2 \quad (2-27)$$

式中， $a = 1 - v_0/v_u$ 。

表示风能利用效率的功率系数可以定义为

$$C_p = \frac{P}{P_t} = \frac{0.5 \rho A v^3 \cdot 4a(1-a)^2}{0.5 \rho A v^3} \quad (2-28)$$

因此

$$C_p = 4a(1-a)^2 \quad (2-29)$$

在 $a=1/3$ 时, C_p 取最大值, 最大值为 $C_{p\max}=0.59$, 称为贝茨极限 (Betz, 1926), 它表示了风力机的最大风能利用效率。

2.3.2 风力机的性能

风力机就是一个风力利用装置。因此, 随风速变化的功率变化是风力机性能的主要指标。此外, 在评估风力机的性能时, 转矩和推力等性能指标也是非常重要的。

人们所普遍接受的标志风力机性能的方式是, 用三维特征性能曲线将它们表示出来 (Burton 等, 2001)。

风力机的叶尖速度比是表示叶片速度与风速之比的一个变量。它由 λ 来表示, 计算公式为

$$\lambda = \frac{R\Omega_l}{v} \quad (2-30)$$

式中, R 是叶片长度; Ω_l 是风轮角速度 (低速轴角速度); v 是风速。叶尖速度比在风力机的控制中是一个非常重要的参数, 在本书中将会频繁地用到。它表征了能量转换效率, 同时也用来表示噪声水平。

功率系数 C_p 表示了风力机的风能利用效率。通常, 风力机的空气动力特性是由无量纲的 C_p 与 λ 的关系曲线的变化来体现的。基于式 (2-28), 叶片长度为 R 的风力机的捕获功率可以表示为

$$P_{wt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p(\lambda) \quad (2-31)$$

因此, C_p 与 λ 的关系曲线体现了风力机的风能转换效率。图 2-6 是一个典型的两叶片风力机的 C_p - λ 关系曲线, 可以看出转换效率低于贝茨极限 (0.59)。这很正常, 因为贝茨极限是在完美的叶片设计下的理想结论。 C_p - λ 关系曲线的理论支持是叶片空气动力理论, 这将在第 3 章中给出部分证明。

从控制目的来讲, 由 C_p - λ 关系曲线可以得出这样一个有用的结论, 即在叶尖速度比为一个特定值 λ_{opt} 时有最大风能利用效率。

从式 (2-31) 可以看出, 在恒风速下得到的功率特性 P_{wt} - Ω_l 关系曲线与图 2-6 有相同的形状。这就意味着, 风轮随风速在一定的速度范围内旋转时, 将会产生一个不可忽视的机械功率。

转矩系数 C_T 表征风轮输出转矩 Γ_{wt} 。根据叶尖速度比来划分功率系数便得到了转矩系数:

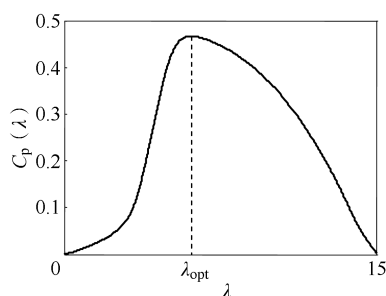


图 2-6 C_p - λ 关系曲线

$$C_T(\lambda) = \frac{C_p(\lambda)}{\lambda} \quad (2-32)$$

与功率系数曲线相比, 转矩系数和叶尖速度比的关系曲线并没有提供更多的关于风力机性能的信息, 但是对于转矩估计和控制目的来说, 它是非常有用的 (例如, 协助起动过程)。\$C_T(\lambda)\$ 给出了在固定风速下, 风轮的机械特性关系 \$\Gamma_{wt}-\Omega_l\$。

风轮一般有两个或三个叶片。这个数量对支撑结构有一定的影响。两叶片的风力机有更轻的塔杆顶部, 并且可以安装在更轻的支撑结构上, 这就降低了成本 (Gasch 和 Twelve, 2002)。另一方面, 三叶片的风力机有平衡的风轮惯量, 因此更容易控制 (Thresher 等, 1998)。三叶片风力机的速度变化范围小于两叶片的, 但是输出转矩最大值比两叶片的大。

从切入风速 (对现代的风力机来说, 一般为 \$3\sim 4\text{m/s}\$) 到切出风速 (大约在 \$25\text{m/s}\$), 风力机有着不同的动态特性, 如图 2-7 所示。输出功率依式 (2-31) 逐步增加 (与风速的三次方成正比), 直到达到风力机的额定功率为止。额定功率是在额定风速下的功率。按照额定风速划分, 风力机运行在两个状态: 在额定功率以下 (也称部分负荷区) 和满负荷区。在满负荷区, 捕获能量必须以额定值为极限。

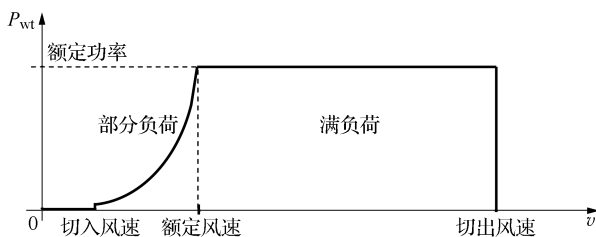


图 2-7 输出功率-风速特性曲线

因此, 出于安全性的考虑, 在额定风速以上, 必须用空气动力控制子系统来限制功率的进一步上升。通过减小功率系数 \$C_p\$, 就可以改变风轮的空气动力特性。为此, 在 WECS 中通常使用多重能量控制方案。其中一些利用叶片外形特性, 是被动的控制方案 (如失速控制); 另外一些通过改变叶片位置以适应它的旋转水平, 是主动的控制方案。如 4.2 节中的进一步描述, 叶片可以旋转只迎风 (上风向) 或侧风 (下风向)。一些控制方案的目的是将整个风轮转向侧风以减小空气动力效率。

2.4 传动链

通过机械传动装置即传动链, 把风轮的旋转运动传递到发电机上。传动链

的结构很大程度上取决于不同的 WECS 技术。例如，使用多极同步发电机的风力机采用直接传动装置（发电机和风轮在同一轴上直接耦合）。但是大多数的系统（例如采用感应电机的系统）采用增速器（例如，一定增速比例的齿轮箱）作为机械传动结构。通过这种方法，将会增加转速，减小电磁转矩。

增速器将传动链分为两个部分：与风轮直接耦合的低速轴（LSS）和与发电机相连的高速轴（HSS）。

高速轴与低速轴之间的连接部分可以是刚性的也可以是柔性的。在柔性连接中，LSS 和 HSS 具有不同的瞬时转速。这种解耦是用来减小由风速或电磁转矩变化而引起的机械应力。由此，它的兼容性和传动的可靠性都大大提高，不容易受暂态负荷和机械疲劳的影响。

增速器结构所用的技术不在本书讨论范围之列，但是必须注意，增速比例主要取决于额定功率，还可以采用多级结构（例如基于螺旋齿轮）。增速器是一个非常重要的设备，它严重影响着 WECS 的重量、可靠性和整个系统的效率。

2.5 发电系统

发电系统包括电磁子系统和电气子系统。除了发电机和电力电子变流器外，发电系统通常还包含一个变压器，以确保与电网电压的兼容性。发电系统的配置取决于电机类型和电网接口（Heier, 2006）。

2.5.1 恒速 WECS

恒速 WECS 在恒定的风速下运行。这就意味着，无论风速有多大，风力机的风轮速度都是固定的，并由电网的频率决定。典型的恒速 WECS 由笼型感应发电机（SCIG）、软起动器和电容器组成。它们与电网直接相连，如图 2-8 所示。这种 WECS 结构也叫做“丹麦结构”，因为它是在丹麦发明并广泛应用于当地的（Hansen and Hansen, 2007）。

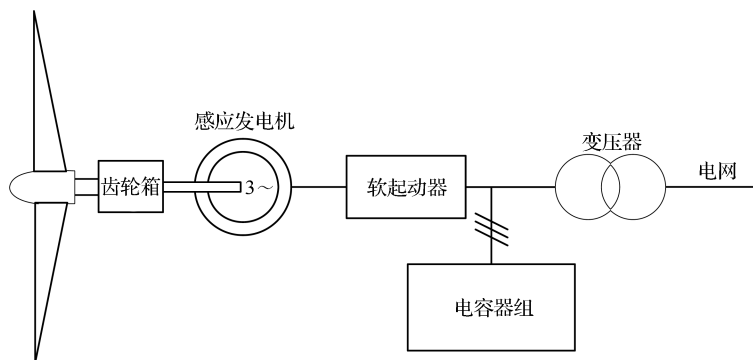


图 2-8 恒速 WECS 的典型结构

最初，感应电机连接成电动机运行方式，以便于产生和风转矩相同方向的电磁转矩。在稳态下，转速大于同步转速，电磁转矩是负的，这相当于笼型感应电机工作在发电机状态（或者说工作在超同步转速状态，Bose 2001）。因为与电网直接相连，笼型感应发电机（SCIG）工作在自然机械特性下，由于转子电阻的作用，机械特性的斜率很大，因此 SCIG 的转速非常接近于由电网频率所施加的同步转速。此外，风速的变化对发电机的转速影响很小。因为能量与风速的三次方成正比，与之相对应的电磁变化便非常显著。

SCIG 之所以受到欢迎，是因为它的机械结构简单、效率高、维修成本低、很耐用，而且稳定。它的一个主要缺点是它的有功功率、无功功率、端电压和转子速度的关系单一（Ackermann, 2005）。也就是说，发出的有功功率的增加是以无功功率消耗的增加为代价的，这就导致了相对较低的满负荷功率因数。为了减少从电网吸收的无功功率，基于 SCIG 的 WECS 配有电容器组。软起动器的作用是在连入电网时使冲击电流趋于平缓。

基于 SCIG 的 WECS 是为了在恒风速下获得最大的功率效率。为了提高功率效率，一些恒速 WECS 配有两套装置，相应地有两个转速。第一套装置运行在低风速下（通常有 8 极），另一套装置运行在中等风速或高风速下（通常有 4 极或 6 极）。

恒速 WECS 的优点是结构简单，耐用，可靠性高，电气系统简单和便宜，并且证实运行良好。另一方面，由于恒速运行，机械应力是非常重要的参数。所有风速波动都会引起机械转矩的变化，进而影响到送入电网的电力波动。此外，恒速 WECS 的可控性非常有限（体现在转速方面），其原因是转子速度受电网频率的影响而基本上保持不变。

基于 SCIG 的恒速 WECS 的一个改进模式是有限变速 WECS。它是由带有外部转子电阻的绕线转子感应发电机（WRIG）构成的，如图 2-9 所示。这种

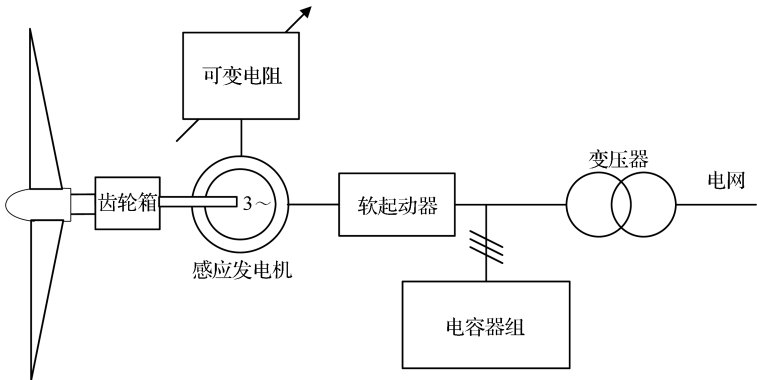


图 2-9 有限变速 WECS 的典型结构

WECS 的特性是带有一个由电力电子装置控制的外加的可变转子电阻。因此,总转子电阻(内部和外部的)是可以调节的,进而能够控制发电机的转差率,并且影响机械特性的斜率。很明显,速度的变化范围是由外加电阻的大小来决定的。通常控制范围可以达到同步转速的 10% 以上。

2.5.2 变速 WECS

变速风力机是目前最常用的 WECS。电力电子变换装置接口可以实现变速运行,允许与电网完全(或部分)解耦。

基于双馈感应发电机(DFIG)的 WECS 也被称为改进的变速 WECS(见图 2-10),如今被风力机工业广泛采用。

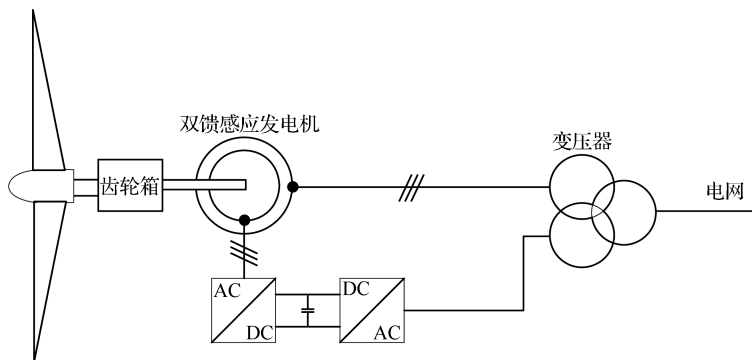


图 2-10 改进的变速 WECS 的典型结构

双馈感应发电机(DFIG)是一个绕线转子感应发电机(WRIG),它的定子绕组直接连接到三相恒频电网,转子绕组与背靠背(AC-AC)电压源变流器相连(Akhmatov, 2003; Ackermann, 2005)。因此,“双馈”这个术语来源于这样一个事实,即电网直接给定子供电,转子电压来源于电力变流器。此系统能够在一个很大但仍有限的速度范围内变速运行,发电机特性由电力电子变流器及其控制器控制。

电力电子变流器由两个背靠背变流器组成,分别叫做转子侧变流器和网侧变流器,它们由直流环节相连。在这里不深入探讨变流器,此装置的基本思想是转子侧变流器控制发电机的有功功率和无功功率,网侧变流器控制直流环节电压并确保在高功率因数时正常运行。

在任何时候,定子侧向电网输出功率。转子侧功率转换则取决于运行状态,当转差率为负时(超同步转速运行),向电网输送功率;而当转差率为正时(低于同步转速运行),从电网吸收功率。在两种状态下,转子中的传输功率近似与转差率成正比(Lund 等, 2007)。

变流器的容量大小与发电机总容量并不直接相关,而与选定的速度变化范

围相关。通常转速在同步转速的 $\pm 40\%$ 内变化 (Akhmatov, 2003)。

基于双馈感应发电机的 WECS 是完全可控的, 它允许在一个很大的风速范围内得到最大功率。此外, 有功功率和无功功率控制是不相关的, 它们可以分别通过控制转子电流得到。最后, 基于双馈感应发电机的 WECS 既可以向电网输送功率, 也可以从电网吸收功率, 从而可以进行电压控制。

全变速 WECS 可以灵活应用任何种类的发电机。如图 2-11 所示, 它可以使用感应发电机, 也可以使用同步发电机。同步发电机可以为绕线转子同步发电机 (WRSG), 也可以是永磁同步发电机 (PMSG), 后者是如今的风力机工业中使用比较多的类型。背靠背电力变流器与发电机功率相关, 它的运行状态与在基于 DFIG 的 WECS 中相似。背靠背电力变流器保证了转速在一个很大的范围内加以调整, 网侧将有功功率送入电网并消除无功功率的消耗, 其中后者更为重要, 特别是在基于笼型感应发电机的 WECS 中。

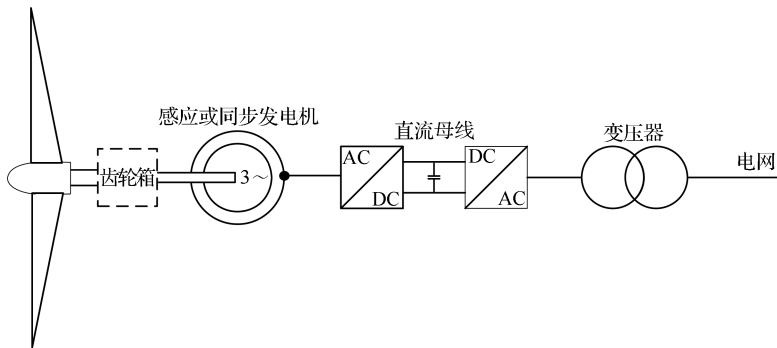


图 2-11 全变速 WECS 的典型结构

在许多研究文献中, 永磁同步发电机 (PMSG) 因为其自励磁特性被认为是 WECS 的很好的选择。它的自励磁特性使得系统能够在高功率因数和效率下运行 (Alatalo, 1996)。

PMSG 不需要外加电源来励磁, 因为它可以通过永久磁铁来励磁。PMSG 的定子是绕线型的, 转子有一个永磁极系统。PMSG 的凸极低速旋转, 所以可以去除齿轮箱结构 (见图 2-11)。这是基于 PMSG 的 WECS 的一个极大的优势。因为齿轮箱结构在风力发电系统中是一个非常脆弱的机构。用大直径的直驱型多极永磁同步发电机也可以具有同样的优势。

PMSG 的同步特性可能在起动时、同步时和电压调节时产生一些问题。因为磁性材料对温度敏感, 在温度过高时可能会失去磁性, 所以需要有一个冷却系统 (Ackermann, 2005)。

2.6 混合发电系统中的风力发电机

在孤立电网用途中，主要有两种包含 WECS 的混合发电结构 (Cutululis, 2005)。第一种方案是发电机向公共交流母线输送电能，如图 2-12 所示 (Manwell 等, 1993; Jeffries 等, 1996; Tomilson 等, 1998; Papathanassiou 和 Papadopoulos, 2001; Bialasiewicz 和 Muljadi, 2002; Baring-Gould 等, 2004; Cutululis 等, 2006)。另一种方案是设想电源与公共直流母线耦合，电能进一步通过逆变器变换，以便于向交流负荷供电，如图 2-13 所示 (Borowy 和 Salameh, 1997; De Broe 等, 1999; Ruin 和 Carlson, 2000; Vechiu 等, 2004; Cutululis 等, 2006; El Mokadem 等, 2003)。

图 2-12 中有两个电源，一个是风力发电机，另一个是柴油发电机，它们共同向交流母线供电。这种结构有两种储能方式：第一种是长期电化学储能，它由蓄电池释放；第二种是短期储能，储存于高速飞轮的动能之中。这两种储能可以实现双向电能流动。

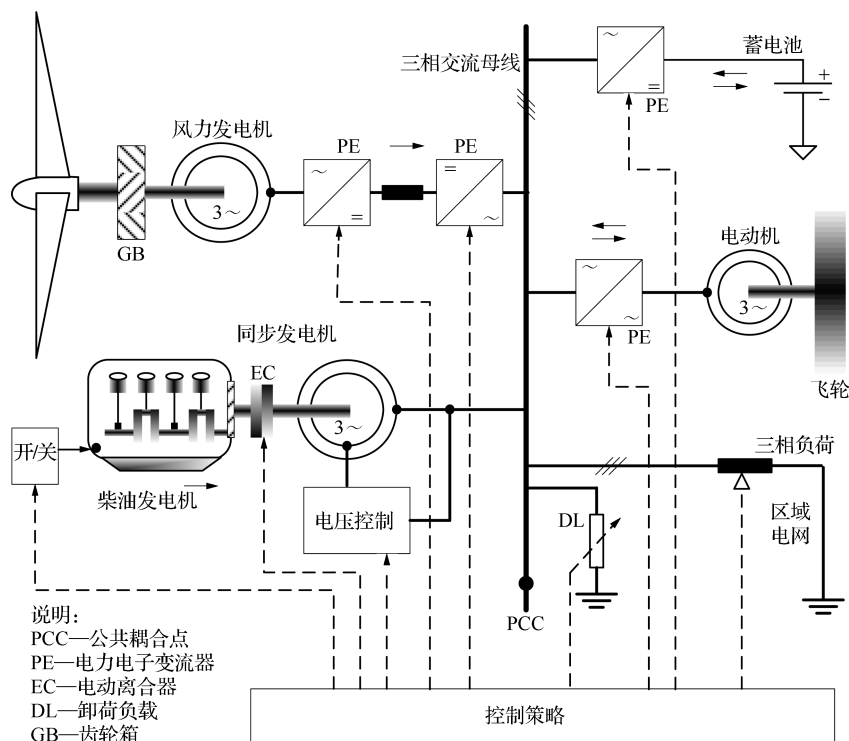


图 2-12 交流混合发电系统

下面介绍图 2-12 所示系统的工作原理。当风速较低时，WECS 产生的电能不足以供负荷运行，这时柴油发动机开动，以补偿电能的不足。当风速足够高时，柴油发动机关闭，同步发电机作为无功功率补偿器。当风速很高产生多余的电能时，能量就会以动能的形式储存在飞轮中。在短时风的间隙时，飞轮就会向交流母线输送能量。蓄电池作为紧急情况下的备用。

图 2-13 给出了与直流母线相连接的发电系统的例子。在这种结构中，引入了一些短期能量储存单元作为补充（例如，El Mokadem 等在 2006 年使用的由磁阻开关电机驱动的风轮装置）。

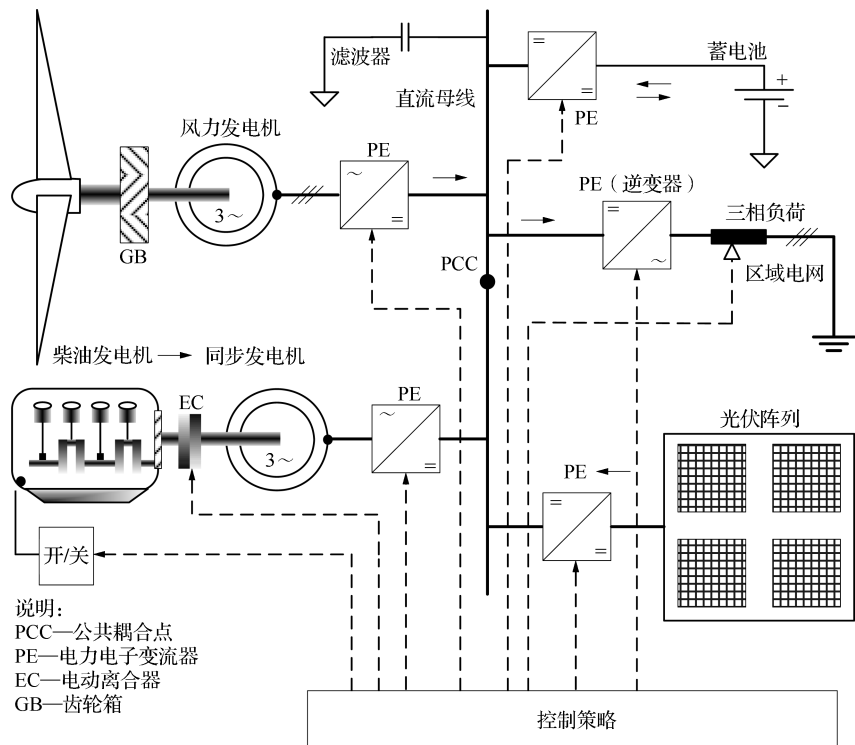


图 2-13 直流混合发电系统

图 2-13 所示的情况不言自明：每一时刻，向直流母线输送的电是风力发电机、柴油发电机、太阳能光伏阵列和蓄电池共同决定的，并取决于它们各自的运行状态。

控制的目的是使交流负荷连续不断地得到能量供应。可以控制风力发电机运行在最大功率状态或限制功率状态，这取决于运行规则。在这种结构中，稳定性要求是非常重要的。混合发电结构的控制适用于整个系统。监控系统不在本书的讨论范围之列。

2.7 控制目标

在现代 WECS 中, 控制发挥着越来越重要的作用。有许多研究文献都致力于 WECS 的控制。这些研究都基于一个出发点, 即控制能够而且一定能大大地提高 WECS 各方面的性能。

在任何过程中, 控制都有两个主要目标: 保护和优化运行。在 WECS 中, 控制在各个方面都显得尤为重要, 因为 WECS 的主要特征就是系统必须能够处理风的高度可变性、间歇性和不可预测性。

为了得到这种目标, 正如前面所述, 所有的 WECS 都有一些功率控制装置。被动失速风力发电机出于保护的原因, 希望能够不采用任何有效控制器就能够限制空气动力, 这种方法很简单, 并且提供了硬件鲁棒性, 但是可能会导致不期望的机械负荷水平 (Burton 等, 2001)。因此, 这种意义上的控制仅仅是出于保护风力机的目的。

主动失速就意味着 WECS 必须配备额外的硬件: 用于驱动叶片 (或者叶片的一部分) 的机电或液压传动装置、传感器和控制器。这些都增加了系统的复杂性, 并增加了运行和维护费用, 但是这些装置同时使控制目的增加, 它可以提高功率捕捉, 从而优化 WECS 运行。

恒速 WECS, 包括主动失速和被动失速, 曾经在相当长的一段时间内主导着风力发电机的市场。它们主要的缺点是由于发电机恒速运行, 不能够灵活控制, 致使电机刚性很大。随着基于 DFIG 的 WECS 和随后的全功率变流器 WECS 的出现, 这种缺点也逐步消除。电力电子变流器的使用使得变速运行成为可能。

变速 WECS 控制系统主要包括三个主要的控制子系统:

- 1) 变桨距控制子系统, 进行空气动力控制。
- 2) 发电机控制子系统, 进行变速控制和能量捕捉最大化。
- 3) 电力电子变流器子系统, 进行电网功率传输控制。

此外, 运行状态不同, 每一个控制子系统的主要控制目标也会发生相应的变化 (见图 2-7)。

当风速在切入风速和额定风速 (部分负荷状态) 之间变化时, 变桨距控制系统通常是不运行的, 但是下列两种情况例外: 第一, 变桨距系统被用来辅助起动过程, 这是因为两叶片或三叶片风力发电机的起动转矩相对较小; 第二, 在风速达到额定值时, 旋转速度由变桨距控制系统来限制。当风速超过额定风速时, 变桨距控制系统就会动作。系统的控制目标一是将空气动力限制在额定值, 二是当风速达到切出风速时, 迅速停机。因此, 变桨距控制系统主要是减

轻风力发电结构上的机械负荷。

在部分负荷情况下，唯一的控制是发电机控制，它的目的是风能捕捉的最大化和将转速限制在额定转速。通过跟踪最佳叶尖速度比来增加或减小发电机速度可以实现上述目的。在额定风速下，发电机控制限制发电机的转速。因此，发电机控制主要处理功率转换效率的最优化。这意味着发电机转矩随着风速的变化而变化，在某些情况下，可以导致驱动设备上的机械应力增加。因此，应该最大限度地通过发电机控制来提高功率转换效率，并不惜在机械结构上增加负荷为代价。

最后，电力电子变流器控制能够满足严格的电能质量标准（频率、功率因数、谐波、闪变等）。近来，对 WECS 提出了越来越多的要求，即能够与电网保持相连，能够提供主动的电网维护。这些都是电力电子变流器的控制目标。在电网故障的情况下，WECS 应该保持和电网相连。因此电力电子装置应该能够应对突加和重要负荷，甚至应该能够帮助控制电网电压或频率（Akhmatov, 2003; Ackermann, 2005; Sørensen 等, 2005）。

综上所述，WECS 控制的作用和目标可以总结如下（De La Salle 等, 1990; Leithead 等, 1991）：

- 1) 在切入风速时起动 WECS，在切出风速时停机，在特殊的运行状态下相应地切换控制器。
- 2) 在风速超过额定值时，控制空气动力和电机转速。
- 3) 在风速和捕获功率的限制下，在部分负荷区，使捕获的风能最大化。
- 4) 在所有的运行状态下，为了保证机械部分的承受能力，最大程度地减轻变化负荷。
- 5) 在突然的阵风来临时，保证正常的运行。
- 6) 在很宽的风速变化范围内，能够正常向电网输送电能。
- 7) 满足严格的电能质量标准（功率因数、谐波、闪变等）。
- 8) 保护 WECS 的同时，当电网故障时，能够提供主动的电网维护功能。

上述所列功能并不完善，还可以制定其他的基于上述功能的控制目标。变速 WECS 是一个高度非线性、时变的系统。它有极不稳定的输入激励，这严重影响了它的稳定性，并在运行范围内对系统的动态性能产生了不可忽视的影响。这就是人们不断探索变速风电机组优化控制方法的根本原因。

第 3 章 WECS 的模型

3.1 简介和问题陈述

目前，有几种变速 WECS 结构被广泛应用。在本书中，介绍一些典型的拓扑结构，它们都具有如下特性：

- 1) 两叶片或三叶片、定桨距或变桨距的变速水平轴风力机。
- 2) 不论是刚性或柔性连接，机械传动链是单（定）增速比。
- 3) 发电机为同步发电机（永磁）或感应发电机（笼型/双馈），配备 AC-DC-AC 电力电子变流器，以确保在很宽的风速范围内运行。电能经电力电子装置传输到电网。

图 3-1 是本书提出的两个风能转换系统。它们之间的主要区别是功率流控制方式不同。在第一种情况中（见图 3-1a），不论使用笼型感应发电机（SCIG）还

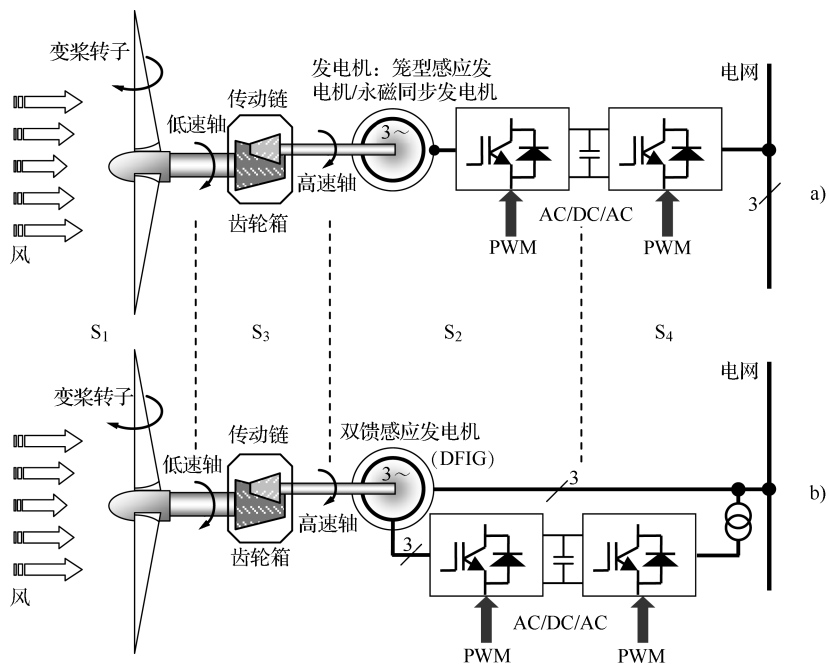


图 3-1 系统角度下变速 WECS 的通常配置

a) 基于笼型感应发电机/永磁同步发电机 b) 双馈感应发电机

是永磁同步发电机 (PMSG)，经 AC/DC/AC 变流器，定子与电网直接相连，变流器容量与发电机功率水平相当。在第二种情况中 (见图 3-1b)，双馈感应发电机 (DFIG) 的转子经电力电子变流器与电网相连，仅仅有一部分产生的能量流入电网。

从系统的角度看，转换链可以分为四个相互作用的组成部分：空气动力子系统 (AS) —— S_1 ，电磁子系统 (EMS) —— S_2 ，电磁系统的连接单元驱动器 (机械传动, DT) —— S_3 ， S_4 表示电网界面，在下文中会分别详细描述。建议两个控制子系统运行在下列数据下：确保变速运行 (运行在 S_1/S_3)，在电网固有的参数下分别控制功率传递 (运行在 S_4)。LSS 和 HSS 分别表示低速轴和高速轴。

WECS 的子系统通常是单独处理；通过各个子系统模型的相互联系就可以得到一个适用于控制结构设计的整个 WECS 模型。如下文所述，WECS 各个部分的建模是建立在某些假设之上的。假设条件取决于期望的细节水平、运行状态和控制目的。因此，既然在部分负荷情况下变速运行是适用的，那么不论风力机是什么型号，都可以采用风力机的简化模型 (例如固定的空气动力特性) 来进行发电机控制。此外，如何得到精确的测量数据已经超出了本书的考虑范围，所有必要的测量数据 (例如轮毂上的风速、叶片角度、HSS 转速) 和所有的电气变量都假定可以为 SCADA 利用。

3.2 风力机的空气动力模型

3.2.1 固定点风速模型

从系统的角度来看，风速是 WECS 的主要外部信号，并决定了 WECS 的运行状态。风速是时刻变化的，高度依赖于给定的地点和大气状况。这些特性使得风速的模型很难建立。通常，地球表面的大气层热平衡是固定的 (中性大气层——Burton 等, 2001)。因此，风速一直变化的原因主要是大气与陆地的摩擦，并取决于地表的粗糙程度。在设计 WECS 时，风速的历史极限值 (阵风) 可以作为机械结构设计和控制目的的参考。

通常用空间 (3D) 速度分布图来建立地表附近的风速模型。假定当配置了风向标 (或偏航设备)，并且风向的变化足够慢时，那么随风的变化发电机的风轮保持正常运行状态，并且 WECS 的分析仅仅需要知道纵向风速。因此，在本书中将会采用只有标度 (1D) 的风速模型。在这里研究对象是正常工作情况下的 WECS 运行情况，故所建的模型不包括极端的工作条件如阵风等情况。

风速的动态模型是结合具体地点的特殊气象条件建立起来的。因此，在这里风速模型是一个动态随机过程，由两个部分叠加而成 (Burton 等, 2001; Ni-

chita 等, 2002; Vihriälä, 2002; Bianchi 等, 2006):

$$v(t) = v_s(t) + v_t(t) \quad (3-1)$$

式中, $v_s(t)$ 是低频部分 (代表长期、低频变化); $v_t(t)$ 是湍流部分 (对应快速、高频变化)。

这些组成部分可以由范德豪文 (Van der Hoven) 大波段模型 (60 年) 表示出来, 如图 3-2 所示。大约 0.5mHz 的频率缺口表明湍流部分可以由一个平均为 0 的随机过程来模拟 (在 2h 和 10min 之间的频谱变化区间基本上没有能量)。在湍流部分认为是 v_s 恒定的 (与平均风速相等)。湍流部分平均湍流时间通常在 10min 之内 (Burton 等, 2001)。

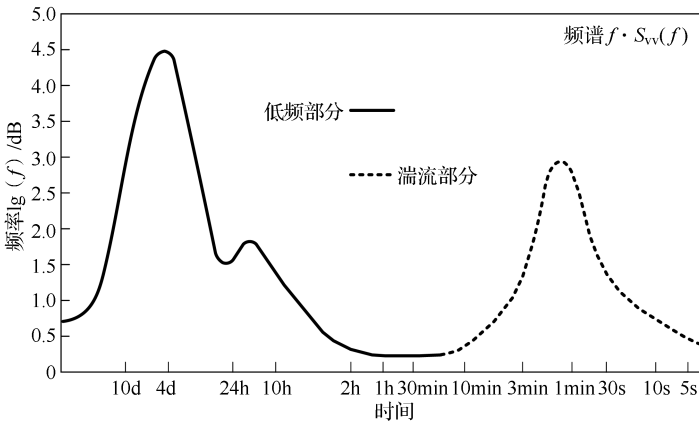


图 3-2 范德豪文风速频谱模型

与低频部分对应的是非常缓慢的风速变化。从能量的观点来看, 低频部分是某一地点风速的主要参考。低频部分的模型可以用威布尔分布 (见第 2 章) 或瑞利分布 (Leithead 等, 1991) 来表示, 即

$$v_s = a \bar{v} e^{-1/2 a \bar{v}^2}$$

式中, $\bar{v}$ 表示一小时内的平均风速; a 是一个由长期的平均风速所决定的参数。

v_s 的值影响湍流幅度, 但是它的变化对 WECS 的短期或长期性能并没有太大影响。

湍流部分是在快速风速变化部分 (通常的时长不超过 10min) 建立的模型。其数学描述是一个平均值为 0 的分布, 它的标准差 σ 取决于当前的小时平均值 v_s 。湍流密度是衡量整个湍流水平的标志, 它取决于地表粗糙度, 定义为

$$I_t = \frac{\sigma}{v_s} \quad (3-2)$$

可以采用两种频谱来对湍流的动态特性 $v_t(t)$ 进行数学描述, 分别是冯卡门 (von Karman) 频谱和凯马 (Kaimal) 频谱。根据 Burton 等人在 2001 年的说法,

湍流时凯马频谱能够更好地与试验数据相吻合。但冯卡门频谱的理论支持比较多并且在风洞实验中得到了现实的湍流数据。湍流纵向部分的冯卡门模型为

$$\frac{fS_{vv}(f)}{\sigma^2} = \frac{4fL_t/v_s}{(1+70.8(fL_t/v_s)^2)^{5/6}} \quad (3-3)$$

式中, $S_{vv}(f)$ 是功率频谱密度; L_t 是湍流时长, 随具体地点 (地表粗糙度) 的不同而不同; f 是频率, 单位为 Hz。

凯马频谱模型的表达式为

$$\frac{fS_{vv}(f)}{\sigma^2} = \frac{4fL_t/v_s}{(1+6fL_t/v_s)^{5/3}} \quad (3-4)$$

可以发现在上述两种模型中, 功率频谱密度都受到表示湍流水平 (例如, 它的方差 σ^2) 的湍流密度 I_t 和表示湍流动态特性 (频谱带宽) 的湍流时间长度 L_t 的影响。这两个参数分别根据不同的标准得到。例如, 在丹麦标准 (DS 472 2007) 中, 这两个参数分别计算如下:

$$I_t = \frac{1}{\ln(z/z_0)} \quad (3-5)$$

L_t 分段表示为

$$L_t = \begin{cases} 150\text{m}, & \text{当 } z \geq 30\text{m} \\ 5zm, & \text{当 } z < 30\text{m} \end{cases} \quad (3-6)$$

式中, z 是风速计算之处离地面的高度; z_0 是粗糙面的长度。

图 3-3 给出了在相同的参数值 z 、 z_0 和 v_s 下, 式 (3-3) 和式 (3-4) 的频谱函数比较。对冯卡门频谱和凯马频谱进行更简单的分析得到图 3-4a 和图 3-4b。图 3-4a 给出了功率频谱

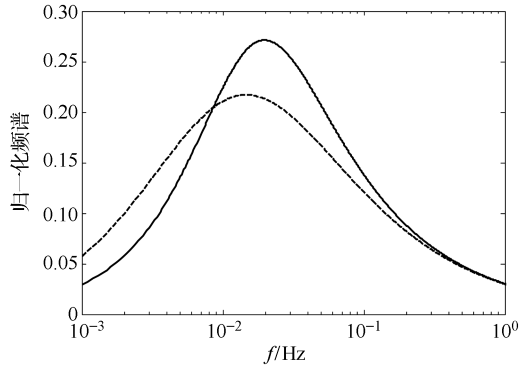


图 3-3 冯卡门模型 (实线) 和凯马模型 (虚线) 归一化频谱比较
($z=30\text{m}$, $z_0=0.01\text{m}$, $v_s=10\text{m/s}$)

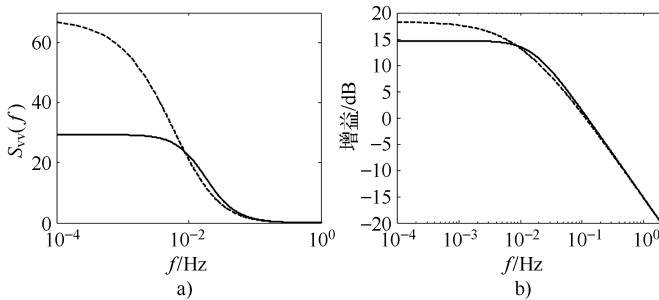


图 3-4 冯卡门 (实线) 和凯马 (虚线) 频谱模型

($z=30\text{m}$, $z_0=0.01\text{m}$, $v_s=10\text{m/s}$)

a) 功率频谱密度 $S_{vv}(f)$ b) 整形滤波增益

密度 $S_{vv}(f)$ 的分析；图 3-4b 给出了在白噪声下湍流部分的非整数阶滤波波形的博德图。

从上面的比较可以得出下述结论：

1) 在渐进线特性（高频段）部分，两个频谱是基本相同的，滤波增益图具有相同的斜率，斜率为 $-20 \frac{5}{6} \text{dB/dec}$ 。

2) 在凯马模型中频谱函数的斜率变化比较大，特别是在低频段，所以能更精确地对湍流进行描述，进而能更好地对大气湍流进行测量。

3) 冯卡门模型的整形滤波函数与一阶滤波的很接近。这种特性使得能够使用一个简单的基于一阶滤波的湍流模型。

在图 3-5a 中描述了湍流部分的不平稳特性，两条曲线分别是冯卡门模型在风速 7m/s 和 14m/s、相同的 z 和 z_0 下的频谱特性 $fS_{vv}(f)$ 。图 3-5b 给出了相应的滤波博德图。

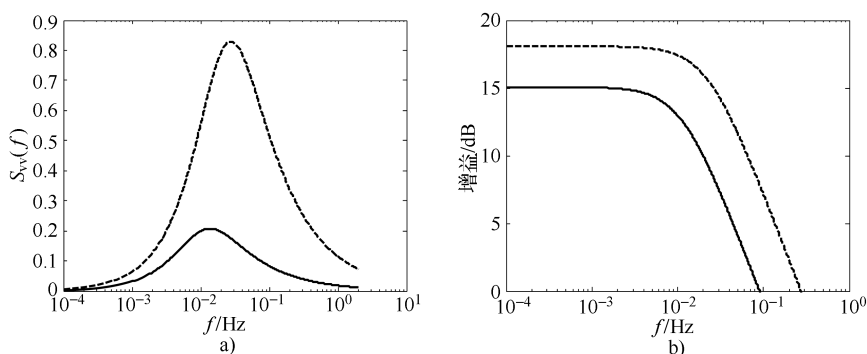


图 3-5 两种不同平均风速下的冯卡门频谱： $v_s=7\text{m/s}$ （实线）， $v_s=14\text{m/s}$ （虚线）

（ $z=30\text{m}$ ， $z_0=0.01\text{m}$ ）

a) 功率频谱密度 $S_{vv}(f)$ b) 整形滤波增益

湍流部分 $v_t(t)$ 通常是由带有白噪声的合适的整形滤波 $H_t(j\omega)$ 来合成的。这个过程基于从线性系统的统计动力学得出的基本关系：

$$S_{vv}(\omega) = |H_t(j\omega)|^2 \cdot S_{wn}(\omega) \quad (3-7)$$

式中， $S_{wn}(\omega)$ 为常数，是白噪声的功率频谱密度。

运用冯卡门模型，整形滤波的传递函数为

$$H_t(j\omega) = \frac{K_F}{(1+j\omega T_F)^{5/6}} \quad (3-8)$$

式中，参数 K_F 和 T_F 取决于低频段的风速 v_s 。

Welfonder 等人在 1997 年提出了一个获得湍流部分参数的方法，这是在确定式 (3-8) 整形滤波参数的实验基础上得来的。其中，时间常数 $T_F = L_t/v_s$ ，

L_t 是一个经验值。滤波是由一个正态分布的单位方差的白噪声提供的。白噪声的采样时间 T_s 可以人为配置。通过计算静态增益, K_F 的表达式为

$$K_F = \sqrt{\frac{2\pi}{B(1/2, 1/3)} \frac{T_F}{T_s}} \quad (3-9)$$

式中, B 是 beta 函数, 它可以在滤波输出处得到单位方差有色噪声。为了得到对应于平均风速 v_s 的方差 σ^2 , 有色噪声的值变为 $I v_s$, 其中湍流密度 I 是经验值。

Nichita 等人在 2002 年使用了 Welfonder 在 1997 年提出的方法, 通过使用图 3-6 的框图, 在一个很大的时间窗口内得到随时间变化的风速。在这里, $v_s(t)$ 和 $v_t(t)$ 这两个部分的时间单位是不一样的。通常来讲, 低频部分的采样时间 $T_{ss} = 10\text{min}$, 湍流部分的采样时间 $T_{st} = 1\text{s}$ 。

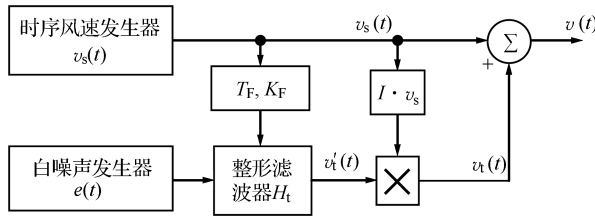


图 3-6 动态风速产生器

低频部分可以由一个通过实测数据得到的模型来模拟, 也可以由通用的模型来模拟 (例如, 范德尔豪文频谱模型)。在后者中, 低频部分必须取样。令 ω_i 为离散角频率 ($i=1, \dots, N$), $S_{v_s v_s}(\omega_i)$ 是相应的功率频谱密度值, 角频率为 ω_i 的谐波的幅值为

$$A_i = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{1}{2} (S_{v_s v_s}(\omega_i) + S_{v_s v_s}(\omega_{i+1})) (\omega_{i+1} - \omega_i)} \quad (3-10)$$

可以计算 v_s 为

$$v_s(t) = \sum_{i=0}^N A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (3-11)$$

式中, 相角 φ_i 是在 $[-\pi, \pi]$ 范围内随机产生的。在 $\omega_0 = 0$ 时, 令 $\varphi_0 = 0$, $A_0 = \bar{v}$, 其中 $\bar{v}$ 是平均风速, 它的计算时间范围比范德尔豪文的最大时间范围要大 (例如, $T = 2\pi/\omega_1$)。

对每一个新的 v_s , 相应的滤波时间常数就可以通过 $T_F(t) = L_t/v_s(t)$ 计算出来。静态增益 K_F 可以根据式 (3-9) 计算得到, 确保了滤波输出的整体方差, 湍流部分的方差由 $I v_s$ 得到调整, 如图 3-6 所示。只要 v_s 保持不变, 参数 T_F 、 K_F 和湍流部分的方差在时间间隔 T_{ss} 内都保持不变。当 v_s 的值变化时, 上述参数的值也必须重新计算。

风速的湍流部分在采样时间 T_{st} 时进行模拟。假如在式 (3-8) 中采用非整数

阶滤波，那么将会出现很多困难。这个滤波可以近似由一个有两个极点和一个零点的传递函数来表示（Nichita 等，2002）：

$$H_i(s) = K_F \frac{m_1 T_F s + 1}{(T_F s + 1)(m_2 T_F s + 1)}, m_1 = 0.4, m_2 = 0.25 \quad (3-12)$$

由上述方法描述的不稳定风速可以用图 3-7 表示出来。它的时间变化范围是 5h，展示了风速低频部分的变化过程。图 3-8 是当 v_s 在两个不同的范围内变化时，风速具体的变化情况。

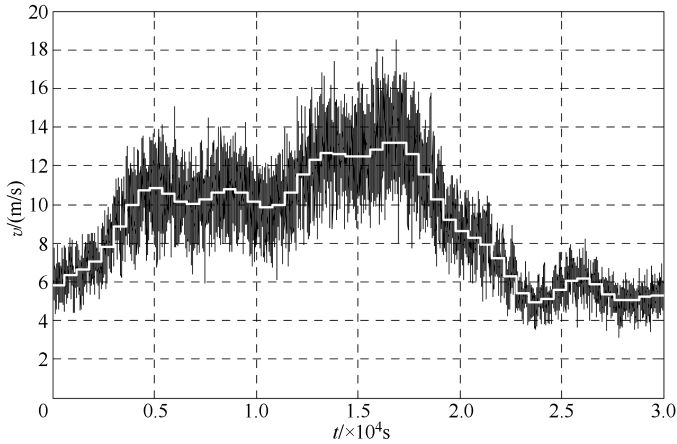


图 3-7 非静止风速 v_t （黑色）和它的低频分量 $v_s(t)$ （白色）（ $z=50\text{m}$ ， $z_0=0.005\text{m}$ ）

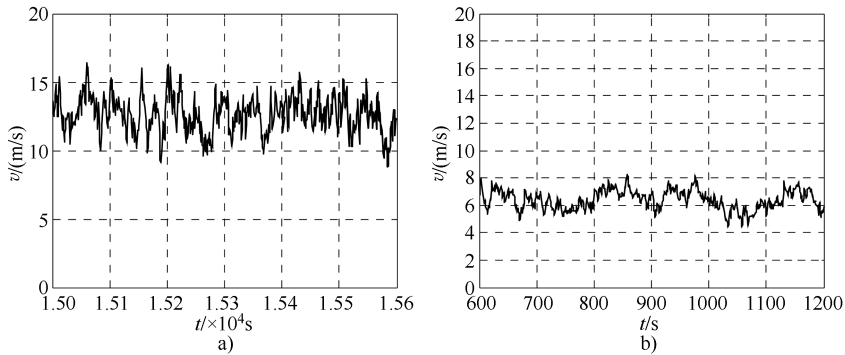


图 3-8 图 3-7 的细节放大

a) v_s 在 12m/s 附近的变化 b) v_s 在 7m/s 附近的变化

3.2.2 风力机的特性

变桨距情况

建模的主要目的是当风速 v 、角速度 Ω_1 、桨距角 β 给定时，能够由这几个参数来表示风轮转矩，即

$$\Gamma_{wt} = \Gamma_{wt}(\beta, v, \Omega_l) \tag{3-13}$$

为了得到这个目的，提出了叶素理论（BET），还涉及了发电机运行以及风轮与空气流之间的联系等问题。

根据 BET，桨叶可以分为许多沿着桨叶的横向元素。用两个平行的平面去截桨叶可以得到一个叶素 j （见图 3-9），它位于离轮毂 r 和 $r+dr$ 之间。

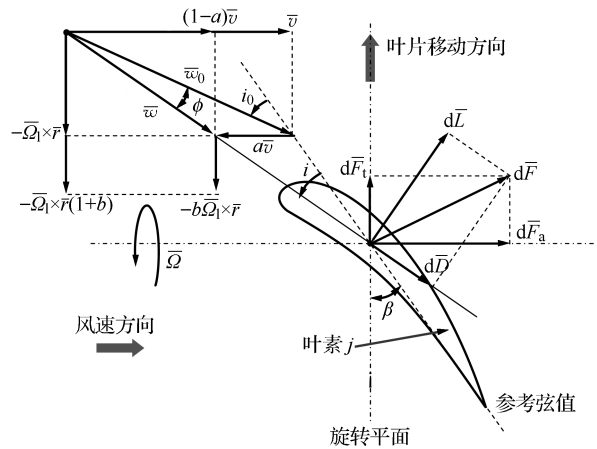


图 3-9 桨叶的空气动力负荷

假定风力机位于速度为 v 的空气流中，风轮正常运行。叶素的形状和承载的空气动力负荷如图 3-9 所示。其中，各个标注代表的意义如下：

- v ——风速；
- Ω_l ——风力机旋转角速度；
- w ——相对于桨叶的风速（考虑漩涡运动）；
- w_0 ——不考虑漩涡运动时相对于桨叶的风速；
- a ——轴向流动干扰因子；
- b ——切向流动干扰因子；
- $d\bar{F}$ ——叶素上的总应力；
- $d\bar{D}$ ——阻力积分元；
- $d\bar{L}$ ——升力积分元；
- $d\bar{F}_t$ ——沿旋转方向的升力积分元；
- $d\bar{F}_a$ ——沿旋转方向的阻力积分元。

在 BET 中主要的建模假设为：

- 1) 忽略了在同一个桨叶上相邻的叶素之间的相互作用；
- 2) 忽略了径向风速；
- 3) 空气动力系数是风向流入角和桨叶形状的函数，忽略任何影响雷诺数

(Re) 的作用;

4) 假定有无限的叶素。

每个叶素 j 的参数变量为:

1) 到轮毂的距离 $r(j)$;

2) 与之对应的弦 $c(j)$ ——对于一个给定的形状, 弦变量是已知的;

3) 以轮毂为参照的桨距角 $\beta(j)$ ——桨叶的纵向扭动已知;

4) 叶素的叶尖速度比 $\lambda_r(j) = \frac{r(j)\Omega_1}{v}$ 。

这里, 我们不对详细的情况进行介绍 (详细介绍见 Burton 等, 2001; Fre-
ris, 1990)。风力机运行主要是依靠风能流与旋转的桨叶之间的相对运动来驱动的。相对运动可以由桨叶的相对风速 w 来表示。此变量有一个相对于叶素参考
弦的攻角 i 。 w 是一个很重要的参数, 它决定了风力机的空气动力特性。它受风
速、桨叶旋转速度和桨距角的影响, 下面进行具体分析。

在旋转方向上的阻力积分元 $d\overline{F}_a$ 与阻力系数 C_x 成正比, 升力积分元 $d\overline{F}_l$ 与
升力系数 C_z 成正比, 比值 C_z/C_x 表征风力机的空气动力效率。

轴向和切向干扰因子元 $a(j)$ 和 $b(j)$ 可由 $\lambda_r(j)$ 和拉格朗日系数 K 计算得到
(Dumitrescu 等, 1990):

$$a(j) = \frac{K}{(1-K)^2} \frac{\lambda_r^2(j)}{1 + \lambda_r^2(j)/(1-K)^2} \quad (3-14)$$

$$b(j) = \frac{K}{(1-K)} \frac{1}{1 + \lambda_r^2(j)/(1-K)^2} \quad (3-15)$$

第 j 个叶素的攻角 $i(j)$ 可以表示为

$$i(j) = a \tan \left(\frac{1}{\lambda_r^2(j)} \frac{1-a(j)}{1+b(j)} \right) - \beta(j) \quad (3-16)$$

相对于桨叶的风速 $w(j)$ 可以由图 3-9 所示的风速表推理得到:

$$w(j) = v \sqrt{(1-a(j))^2 + \lambda_r^2(j)(1+b(j))^2} \quad (3-17)$$

在旋转方向的升力积分元表达式为

$$dF_l(j) = 0.5 \rho c(j) w^2(j) C_z(i) \sin[\beta(j) + i(j)] [1 - \epsilon \tan(\beta(j) + i(j))] dr \quad (3-18)$$

式中, $C_z(i)$ 是升力系数; $C_x(i)$ 是阻力系数; $\epsilon(i)$ 是一个反映风力机空气动
力效率的比值, 表达式为

$$\epsilon(i) = C_x(i)/C_z(i) \quad (3-19)$$

对于一个给定的桨叶形状来说, 系数 $C_x(i)$ 和 $C_z(i)$ 与攻角的关系是固定的
(LeGourières, 1982 年, 图 3-10)。

每一个叶素都会产生一个转矩积分元:

$$d\Gamma(j) = r(j) dF_t(j) \quad (3-20)$$

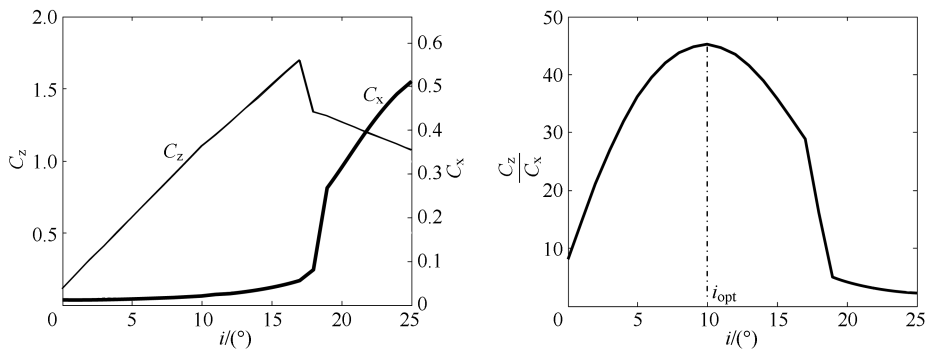


图 3-10 C_x 、 C_z 及 $1/\epsilon$ 与攻角之间的关系

沿桨叶在桨叶长度内对式 (3-20) 进行积分, 并利用式 (3-18), 可以得到风力机风轮的总转矩:

$$d\Gamma(j) = \int r(j) dF_t(j) \tag{3-21}$$

这个结果是在假设风轮有无限多个叶素的前提下得到的。事实上, 叶素的个数是有限的, 可以设为 N_B , 则式 (3-21) 必须通过一个修正系数进行修正。这个系数即 Prandtl 系数, 表达式为

$$\sigma_P = 1 - \frac{0.93}{N_B \sqrt{\lambda_r^2(j) + 0.445}} \tag{3-22}$$

总之, 风力机转矩的计算流程可以用上述表达式综合而成, 如算法 3-1 所示 (Diop 等, 1999; Nichita 等, 2006)。

算法 3-1 根据叶素理论得出的风力机转矩计算流程

- #0. 输入数据 (常值): 桨叶数目, 桨叶长度, 空气密度, 桨叶有限元数目, 沿桨叶的弦变化值, 沿桨叶的桨距变化值, 取决于攻角的空气动力特征系数 C_z 和 C_x 。
 - #1. 输入变量: 风速, 旋转速度, 桨距角 (轮毂处)。
 - #2. 对于每一个叶素 j , 计算:
 - 叶尖速度比 $\lambda_r(j)$;
 - 距轮毂的距离元 $r(j)$, 对应于叶素的桨距角 $\beta(j)$;
 - 攻角元 $i(j)$;
 - 轴向和切向干扰因子元 $a(j)$ 和 $b(j)$;
 - 相对风速 $w(j)$;
 - 升力因子 $C_z(i)$ 和阻力因子 $C_x(i)$, 以及 $1/\epsilon(i)$;
 - 转矩元 (上面各变量的函数)。
 - #3. 应用 Prandtl 系数。
 - #4. 对转矩元方程进行积分 (利用一个选定的合适的方法)。

定桨距情况

空气动力子系统模型描述了 (通过平均值) 风力机风轮和空气流 (风) 之

间的关系。这个子系统是以风轮运动产生的机械转矩为变量建立模型的 (Wilkie 等, 1990; Miller 等, 2003)。在上文所列的假设之下, 对定桨距风力机来说, 转矩取决于低速轴的旋转速度和风速:

$$\Gamma_{wt} = \Gamma_{wt}(\Omega_l, v) \big|_{\beta=\text{常数}} \quad (3-23)$$

由式 (2-31), 可以得到

$$\Gamma_{wt} = \frac{P_{wt}}{\Omega_l} = \frac{1}{2} \pi \rho v^2 R^3 C_R(\lambda) \quad (3-24)$$

式中, C_R 是转矩系数, $C_R = C_p / \lambda$ [由式 (2-32) 得来]。

还可以建立更多详细的空气动力模型。这些模型分别强调旋转取样、空间滤波或感应滞后 (Rodriguez-Amenedo 等, 1998; Vihriälä, 2002; Molenaar, 2003), 从而得出了更复杂的空气动力转矩 Γ_{wt} 的表达式。此外, 功率系数应该考虑到雷诺系数和空气密度变化的作用。对于低功率风力机来说, 这些作用和结构动力可以忽略不计, 从而可以建立简化模型 (Wilkie 等, 1990)。

转矩系数可以用一个叶尖速度比 λ 的多项式来表达 (图 3-11a——Nichita, 1995; Miller 等, 2003):

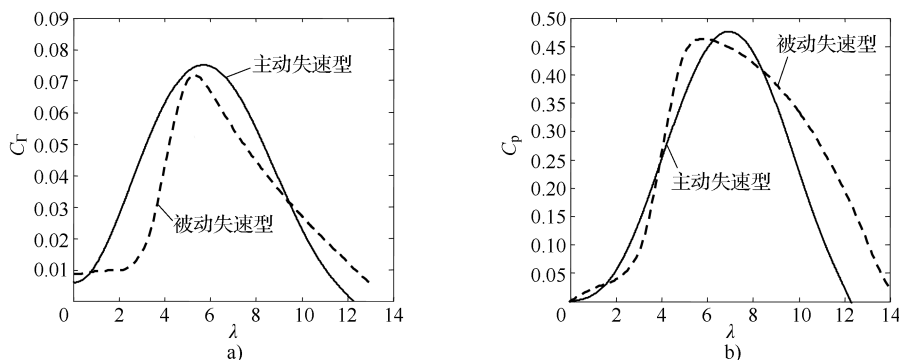


图 3-11 典型水平轴风力机 C_R 、 C_p 和 λ 的关系曲线

a) C_R 与 λ 的关系曲线 b) C_p 与 λ 的关系曲线

$$C_R(\lambda) = a_6 \lambda^6 + a_5 \lambda^5 + a_4 \lambda^4 + a_3 \lambda^3 + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0 \quad (3-25)$$

式中, 参数 a_i ($i=0, \dots, 6$) 通常由查表得到, 此表是由最小二乘法得到的转矩实验数据。两叶片 HAWT 中, 典型的 C_R 和 C_p 与叶尖速度比的关系如图 3-11 所示。对于不同的叶片形状, 其空气动力特性也不同。例如, 图 3-11 中所描述的 C_R - λ 和 C_p - λ 曲线中, 虚线表示被动失速调节风轮曲线, 而实线表示的是主动失速调节风轮曲线。

随着 LSS 速度的变化, 转矩和功率特性也相应地变化 [分别由式 (3-24) 和式 (2-31) 得到], 如图 3-12 所示。图中均以不同的风速作为参考。

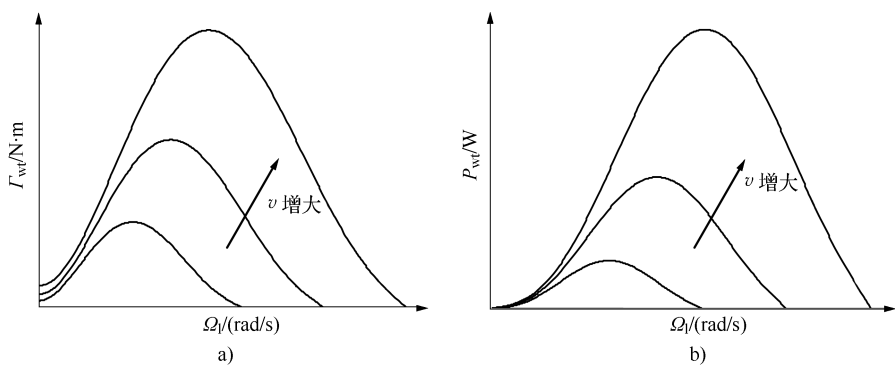


图 3-12 典型水平轴风力机的转矩和功率特性 (LSS)
a) 转矩曲线 b) 功率特性曲线

3.2.3 基于风轮风速的转矩计算

定点风速模型已经在 3.2.1 节中给出。它仅仅给出了发电机桨叶的有效风速模型的初步信息。实际的风速特性还受到风轮运动的一系列作用。其中两个作用导致了风转矩的决定性变化。这两个作用分别是：

- 塔筒效应。即当其中一个桨叶在转动时经过塔杆并导致风转矩减小的效应。
- 风剪切效应。随着离地面的高度变化，风速也周期性变化，这就导致了风转矩的周期性变化。

这两种作用累加便得到了风转矩的周期性变化。其变化频率是桨叶旋转频率的整数倍。

风和风轮的相互作用要求：与固定点风速模型相比，风速变化的频谱特性要有很大的改变。这些变化是非常明显的，特别是对大型的风力机。Rodriguez-Amenedo 等人在 1998 年提出了一个能得到风转矩 Γ_{wt} 的模型（见图 3-13），这个模型对在风和风轮的相互作用下的风速波动进行了简化的描述。

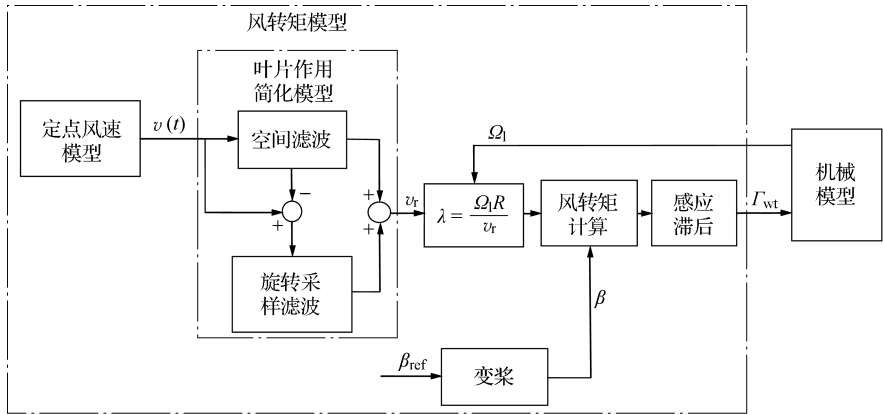


图 3-13 简化的风转矩模型

下面将对图 3-13 中出现的主要的动态子系统进行描述。

空间滤波表现了风轮扫掠面积的平均风速变化。这样，固定点频谱就被修改为掠过风轮的平均风速的频谱。滤波传递函数（Wilkie 等，1990；Rodriguez-Amenedo 等，1998）为

$$H_{sf}(s) = \frac{\sqrt{2} + b_{sf}s}{(\sqrt{2} + b_{sf}\sqrt{a_{sf}}s) \left(1 + \frac{b_{sf}}{\sqrt{a_{sf}}}s\right)} \quad (3-26)$$

式中， a_{sf} 是一个经验值（ $a_{sf} = 0 \sim 55$ ）； b_{sf} 是一个描述风轮上不同点的风速变化之间关系的参数，可以表示为

$$b_{sf} = \gamma_{sf} \left(\frac{R}{v_s} \right) \quad (3-27)$$

式中， $\gamma_{sf} = 1.3$ ； R 是桨叶长度； v_s 是轮毂上的平均风速。

旋转采样滤波包含了大量的影响因素，其中就包括上文中提到的作用，还包括决定风转矩变化的决定性因素。旋转采样的影响因素取决于在固定点风速湍流部分的桨叶旋转运动。在某一给定地点，桨叶上的风力波动特性与固定点风速模型的湍流特性相比有所不同（DeLa Salle 等，1990；Leithead 等，1991）。图 3-14 定性地强调了这些变化的自然特性：中频段的功率向高频段传递，即得到了整数倍的旋转速度 Ω_l 。因此，与固定点风速模型（它的能量密度在图 3-14 中以实线画出）相比，在某一地点桨叶的频谱模型中，中频段的能量密度一直减小，在频率 if_p （ $i = 1, 2, \dots$ ）时达到峰值（如图 3-14 中的虚线所示）。其中， $f_p = N_b \Omega_l / (2\pi)$ ， N_b 是桨叶数。

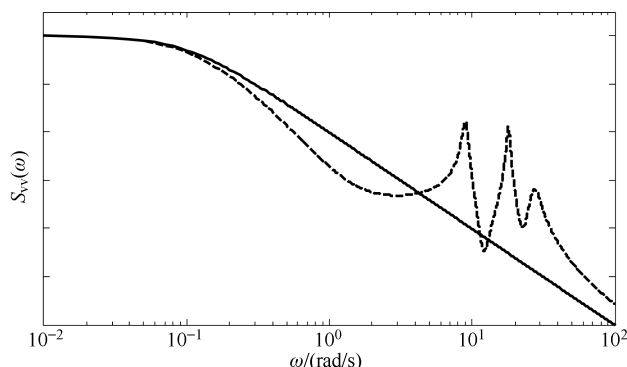


图 3-14 风功率频谱密度：固定点（实线），旋转采样（虚线）

第 6 章给出了在某一地点，应用一个已知的固定点风速动荡模型，桨叶上的功率采样滤波的具体计算过程。

由于具体的情况十分复杂，故通常采用图 3-13 中的简化模型来计算风速和

风转矩。因此，使用了单一的滤波器，它决定了在频率 f_p 处的功率密度。在参考文献中给出了旋转采样滤波的传递函数（Wilkie 等，1990；Rodriguez-Amenedo 等，1998）：

$$H_{rs}(s) = \frac{(s + N_b \Omega_l + \epsilon)(s + N_b \Omega_l - \epsilon)}{(s + \sigma)^2 + (N_b \Omega_l)^2} \quad (3-28)$$

式中，参数 ϵ 和 σ 决定了在 $N_b \Omega_l$ 处功率密度的幅值和在此频率下的选择特性。

图 3-13 的风转矩模型同时也包括了标记为“感应滞后”的子系统。它描述了空气动力效应。实验表明，当风速或桨距角发生突变时，就会产生此效应，可以用模型表示为

$$H(s) = \frac{cs + 1}{ds + 1}, c > d \quad (3-29)$$

式中，两个参数 c 和 d 都取决于平均风速（Wilkie 等，1990；Rodriguez-Amenedo 等，1998）。

图 3-15a 和图 3-15b 介绍了如何利用图 3-13 中的模型得到风速。

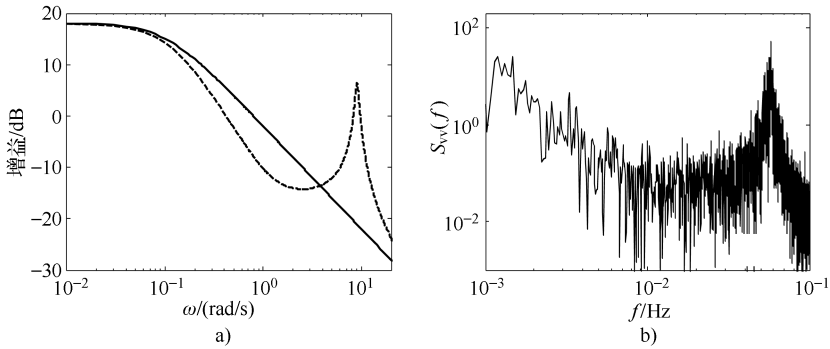


图 3-15

a) 波形滤波的博德图：固定点（实线），旋转采样（虚线） b) 旋转采样功率频谱密度

在图 3-15a 中，对比地给出了用于固定点风速模型和用于捕捉旋转采样效应的波形滤波的博德图。在图 3-15b 中给出了旋转采样中，风力波动的功率频谱密度。

图 3-16a 和 b 给出了在同一时间窗内，两种风力模型即固定点模型和旋转采样模型的对比。图 3-16c 放大了在旋转采样模型中的风力波动。

上述所描述的作用其实只是对于大功率 WECS 是非常重要的。在中小型功率 WECS 中，风轮直径非常小，以至于可以忽略塔杆效应和风力机的结构动力效应。特别是在配备了可调轮毂和其他设备以阻止这些不期望的动态效应的风力机上，这些效应更不明显。另外，风轮扫掠的整个面积内，都可以认为风速是恒定的。这就意味着风切变效应也可以忽略不计。由于旋转采样效应被减弱，

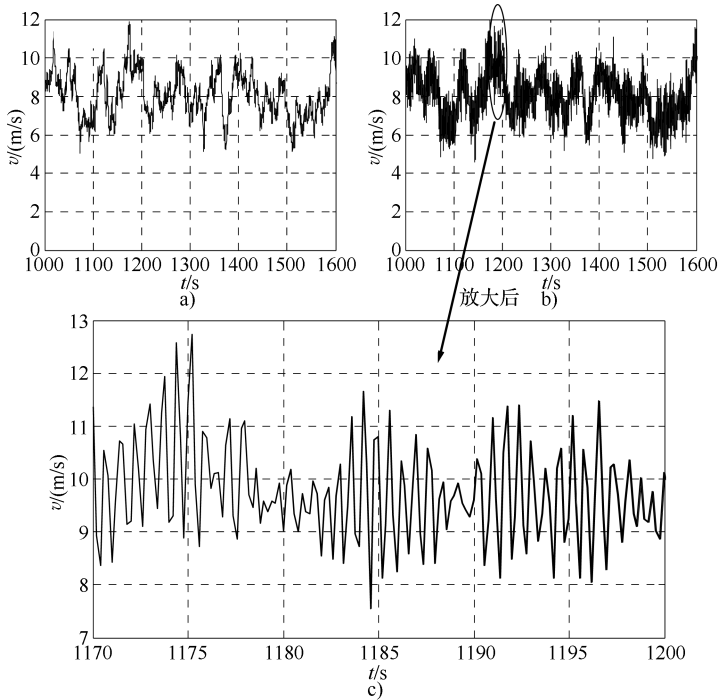


图 3-16

a) 固定点风速 b) 旋转采样效应的风速 c) 旋转采样风速的放大

故可以采用固定点风速模型，通常忽略桨叶的扭矩特性和感应滞后。这些都表明，大功率风力机的空气动力模型要比小功率的复杂得多。

3.3 发电机模型

发电机就是一个由电力电子装置控制功率的系统。从这个角度上来说，不论其拓扑结构如何，发电机是一个输入为定子和转子电压的系统。其状态变量为定子和转子的电流或磁通量（Leonhard, 2001）。它由电磁子系统和机电子系统组成。电磁子系统输出电磁转矩，表示为 Γ_G 。通过机电子系统，发电机可以进行电磁和机械系统的转换。图 3-17 介绍了 SCIG 的建模原则。矢量控制要求必须使用 (d, q) 模型，它的优点是能

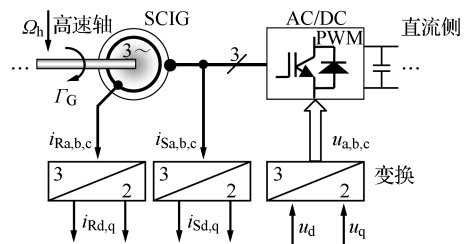


图 3-17 发电机模型：输入、输出和状态——笼型感应发电机

够确保转矩变化的最小化和更优化的运行控制。

发电机建模的重点是获得电磁子系统的数学表达形式。因此，得到了一系列由发电机的电变量——电压、磁通量、电流构成的方程。在 WECS 中，发电机与传动机构相连，故在这些方程中通常还包括高速轴的运动方程。高速轴的运动方程表达式为

$$J \frac{d\Omega_h}{dt} = \Gamma_{mec} - \Gamma_G \quad (3-30)$$

式中，忽略了静态和粘性摩擦， J 是 HSS 的惯量； Γ_{mec} 是机械转矩； Ω_h 是 HSS 的旋转角速度； Γ_G 是电磁转矩，电磁转矩是定子和转子的磁通量相互作用的结果，它随定转子结构的不同而不同，下面将会讲述。

该模型假设发电机结构对它的动态特性的影响可以忽略不计，各参数均为常值。

3.3.1 感应发电机

双馈感应发电机 (DFIG)

双馈感应发电机的在 (d, q) 坐标下的电磁转矩方程 (Leonhard, 2001; Bose, 2001) 为

$$\Gamma_G = (3/2) p L_m (i_{Sq} i_{Rd} - i_{Rq} i_{Sd}) \quad (3-31)$$

式中， p 是极对数； L_m 是定、转子互感； i_{Sd} 、 i_{Sq} 、 i_{Rd} 、 i_{Rq} 分别是定、转子在 (d, q) 轴坐标下的电流分量，通过对下列微分方程进行积分得到

$$\begin{cases} \frac{di_{Sd}}{dt} = \frac{V_{Sd}}{L_S} - \frac{R_S}{L_S} i_{Sd} - \frac{L_m}{L_S} \frac{di_{Rd}}{dt} + \omega_s \left(i_{Sq} + \frac{L_m}{L_S} i_{Rq} \right) \\ \frac{di_{Sq}}{dt} = \frac{V_{Sq}}{L_S} - \frac{R_S}{L_S} i_{Sq} - \frac{L_m}{L_S} \frac{di_{Rq}}{dt} - \omega_s \left(i_{Sd} + \frac{L_m}{L_S} i_{Rd} \right) \\ \frac{di_{Rd}}{dt} = \frac{V_{Rd}}{L_R} - \frac{R_R}{L_R} i_{Rd} - \frac{L_m}{L_R} \frac{di_{Sd}}{dt} + (\omega_s - \omega) \left(i_{Rq} + \frac{L_m}{L_R} i_{Sq} \right), \\ \frac{di_{Rq}}{dt} = \frac{V_{Rq}}{L_R} - \frac{R_R}{L_R} i_{Rq} - \frac{L_m}{L_R} \frac{di_{Sq}}{dt} - (\omega_s - \omega) \left(i_{Rd} + \frac{L_m}{L_R} i_{Sd} \right) \end{cases} \quad (3-32)$$

式中， ω 是角速度， $\omega = p\Omega_h$ ； Ω_h 是发电机的旋转角速度； ω_s 是定子的场频 (rad/s)， $\omega_s = d\theta_s/dt$ ； R_S 、 R_R 分别是定子电阻和转子电阻； L_S 、 L_R 分别是定子和转子的电感； V_{Sd} 、 V_{Sq} 、 V_{Rd} 、 V_{Rq} 分别是在 (d, q) 坐标下的定子和转子电压分量， $V_{Rd} = V_{Rq} = 0$ ； Φ_{Rd} 、 Φ_{Rq} 分别是在 (d, q) 坐标下的转子磁通分量， $\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd}$ ， $\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq}$ 。

令

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1(t) \ x_2(t) \ x_3(t) \ x_4(t)]^T = [i_{Sd} \ i_{Sq} \ i_{Rd} \ i_{Rq}]^T \\ \mathbf{u} = [V_{Sd} \ V_{Sq} \ V_{Rd} \ V_{Rq}]^T \end{cases} \quad (3-33)$$

分别表示状态矢量和输入矢量，则 DFIG 状态模型可以表示为一个四阶函数

模型：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\Omega_h) \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \Gamma_G = \frac{3pL_m}{2} (x_2 x_3 - x_1 x_4) \end{cases} \quad (3-34)$$

令 $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_S L_R)$ ，则

$$\begin{cases} \mathbf{A}(\Omega_h) = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & \omega_S + \frac{p\Omega_h L_m^2}{\sigma L_S L_R} & \frac{L_m R_R}{\sigma L_S L_R} & \frac{p\Omega_h L_m}{\sigma L_S} \\ -\left[\omega_S + \frac{p\Omega_h L_m^2}{\sigma L_S L_R}\right] & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & -\frac{p\Omega_h L_m}{\sigma L_S} & \frac{L_m R_R}{\sigma L_S L_R} \\ \frac{L_m R_S}{\sigma L_S L_R} & -\frac{p\Omega_h L_m}{\sigma L_R} & -\frac{R_R}{\sigma L_R} & \omega_S - \frac{p\Omega_h}{\sigma} \\ \frac{p\Omega_h L_m}{\sigma L_R} & \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{p\Omega_h}{\sigma} - \omega_S & -\frac{R_R}{\sigma L_R} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} \\ \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 \\ 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-35)$$

可以看到，矩阵 $\mathbf{A}$ 取决于变量旋转角速度 Ω_h 。输出变量是电磁转矩，表达式见式 (3-31)。感应发电机的转矩特性如图 3-18 所示。

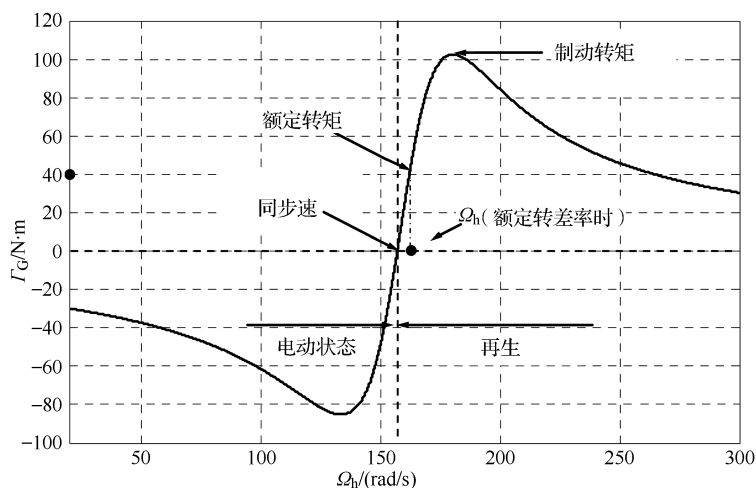


图 3-18 感应发电机的转矩特性

笼型感应发电机 (SCIG)

将 DFIG 模型中 d、q 轴的转子电压变为 0 便可以得到 SCIG 的模型。因此，在式 (3-33) 中，令 $V_{Rd}=V_{Rq}=0$ ，则状态矢量和输入矢量分别为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1(t) & x_2(t) & x_3(t) & x_4(t)]^T = [i_{sd} & i_{sq} & i_{rd} & i_{rq}]^T \\ \mathbf{u} = [V_{sd} & V_{sq}]^T \end{cases} \quad (3-36)$$

由此得到 SCIG 的模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\Omega_h) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \Gamma_G = \frac{3pL_m}{2}(x_2x_3 - x_1x_4) \end{cases} \quad (3-37)$$

令 $\sigma = 1 - L_m^2/(L_S L_R)$ ，则矩阵 $\mathbf{A}(\Omega_h)$ 与式 (3-35) 相同，而且

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} \end{bmatrix}^T \quad (3-38)$$

降阶模型

感应电机的降阶模型的基础是，定子的暂态速度远远超过了转子的暂态速度 (Krause 等, 2002)。从上述基础得出了二阶模型，它仅描述转子电流动态。

现在介绍第一种降阶模型 (Iov, 2003)。用磁通量代替电流为状态变量，则状态矢量为 $\Psi = [\Psi_{sd} \quad \Psi_{sq} \quad \Psi_{rd} \quad \Psi_{rq}]^T = [\Psi_S \quad \Psi_R]^T$ ，输入矢量的 $\mathbf{u}$ 的定义同式 (3-33)。磁通动态方程为

$$\begin{aligned} \dot{\Psi}_R = & \begin{bmatrix} \alpha \frac{R_R L_m^2}{\sigma L_S L_R^2} - \frac{R_R}{\sigma L_R} & \left[\alpha \frac{R_R L_m}{R_S L_R} + 1 \right] \omega_S - p \Omega_h \\ - \left[\alpha \frac{R_R L_m}{R_S L_R} + 1 \right] \omega_S + p \Omega_h & \alpha \frac{R_R L_m^2}{\sigma L_S L_R^2} - \frac{R_R}{\sigma L_R} \end{bmatrix} \Psi_R \\ & + \begin{bmatrix} \alpha \frac{R_R}{R_S L_R} & \alpha \frac{\sigma R_R L_S}{L_R R_S^2} & 1 & 0 \\ -\alpha \frac{\sigma R_R L_S}{L_R R_S^2} & \alpha \frac{R_R}{R_S L_R} & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{u} \end{aligned} \quad (3-39)$$

式中， $\alpha = \frac{1}{1 + (\sigma \omega_S L_S / R_S)^2}$ 。

定子磁通由以下代数方程得到

$$\Psi_S = \begin{bmatrix} \alpha \frac{L_m}{L_R} & \alpha \frac{R_S L_m}{\sigma L_S} \omega_S \\ -\alpha \frac{R_S L_m}{\sigma L_S} \omega_S & \alpha \frac{L_m}{L_R} \end{bmatrix} \Psi_R + \begin{bmatrix} \alpha \frac{R_S}{\sigma L_S} & \alpha \frac{R_S^2}{\sigma^2 L_S^2} \omega_S \\ -\alpha \frac{R_S^2}{\sigma^2 L_S^2} \omega_S & \alpha \frac{R_S}{\sigma L_S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (3-40)$$

最后，电流也可由代数方程计算得到

$$\begin{bmatrix} i_{\text{Sd}} \\ i_{\text{Sq}} \\ i_{\text{Rd}} \\ i_{\text{Rq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\text{S}} & 0 & L_{\text{m}} & 0 \\ 0 & L_{\text{S}} & 0 & L_{\text{m}} \\ L_{\text{m}} & 0 & L_{\text{R}} & 0 \\ 0 & L_{\text{m}} & 0 & L_{\text{R}} \end{bmatrix}^{-1} \Psi \quad (3-41)$$

方程 (3-34) 给出的四阶 DFIG 模型, 可以使用第二种方法来获得降阶模型。为此, 要应用单一扰动法, 即要考虑定子电流渐变变量对转子电流的动态特性的影响。

因此, 方程 (3-33) 中的状态矢量 $\mathbf{x}$ 分解成为

$$\mathbf{i}_{\text{S}} = [i_{\text{Sd}} \quad i_{\text{Sq}}]^{\text{T}} \quad \mathbf{i}_{\text{R}} = [i_{\text{Rd}} \quad i_{\text{Rq}}]^{\text{T}} \quad (3-42)$$

则方程 (3-34) 的状态方程相应可以写成如下形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_{\text{S}} \\ \dot{\mathbf{i}}_{\text{R}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\text{S}} \\ \mathbf{i}_{\text{R}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \mathbf{u} \quad (3-43)$$

式中,

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{11} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}}} & \omega_{\text{S}} + \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}^2}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} \\ -\left[\omega_{\text{S}} + \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}^2}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}}\right] & -\frac{R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}}} \end{bmatrix} & \mathbf{A}_{12} &= \begin{bmatrix} \frac{L_{\text{m}} R_{\text{R}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}}} \\ -\frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}}} & \frac{L_{\text{m}} R_{\text{R}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_{21} &= \begin{bmatrix} \frac{L_{\text{m}} R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & -\frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{R}}} \\ \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{R}}} & \frac{R_{\text{S}} L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} \end{bmatrix} & \mathbf{A}_{22} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{R}}}{\sigma L_{\text{R}}} & \omega_{\text{S}} - \frac{p \Omega_{\text{h}}}{\sigma} \\ \frac{p \Omega_{\text{h}}}{\sigma} - \omega_{\text{S}} & -\frac{R_{\text{R}}}{\sigma L_{\text{R}}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_{\text{S}}} & 0 & \frac{-L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_{\text{S}}} & 0 & \frac{-L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} \end{bmatrix} & \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} \frac{-L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & 0 & \frac{1}{\sigma L_{\text{R}}} & 0 \\ 0 & \frac{-L_{\text{m}}}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & 0 & \frac{1}{\sigma L_{\text{R}}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

为了得到稳态值, 需令导数为零。\$\dot{\mathbf{i}}_{\text{S}}\$ 为零时, 方程 (3-43) 变为

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{11} \mathbf{i}_{\text{S}} + \mathbf{A}_{12} \mathbf{i}_{\text{R}} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} = 0 \\ \mathbf{A}_{21} \mathbf{i}_{\text{S}} + \mathbf{A}_{22} \mathbf{i}_{\text{R}} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} = \dot{\mathbf{i}}_{\text{R}} \end{cases} \quad (3-44)$$

由方程 (3-44) 得到定子稳态电流为

$$\mathbf{i}_{\text{S}} = -\mathbf{A}_{11}^{-1} (\mathbf{A}_{12} \mathbf{i}_{\text{R}} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}) \quad (3-45)$$

式中, \$\mathbf{A}_{11}\$ 的逆矩阵为

$$\mathbf{A}_{11}^{-1} = \frac{1}{\left(\frac{R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}}}\right)^2 + \left(\omega_{\text{S}} + \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}^2}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}}\right)^2} \begin{bmatrix} -\frac{R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}}} & -\left[\omega_{\text{S}} + \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}^2}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}}\right] \\ \omega_{\text{S}} + \frac{p \Omega_{\text{h}} L_{\text{m}}^2}{\sigma L_{\text{S}} L_{\text{R}}} & -\frac{R_{\text{S}}}{\sigma L_{\text{S}}} \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

用方程 (3-44) 的第二式代换式 (3-46)，则可得到仅关于 d 轴和 q 轴转子电流的 DFIG 降阶 (二阶) 动态模型，即

$$\dot{\mathbf{i}}_{\text{R}} = (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{A}_{21}\mathbf{A}_{11}^{-1}\mathbf{A}_{12})\mathbf{i}_{\text{R}} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{A}_{11}^{-1}\mathbf{B}_1)\mathbf{u} \quad (3-47)$$

3.3.2 同步发电机

永磁同步发电机 (PMSG)

在建立 PMSG 模型时，先假设如下：定子绕组正弦分布，电磁对称，忽略铁损且磁路未饱和。在这些假设下，在所谓的稳态 (定子) 坐标系中建立发电机模型 (Leonhard, 2001)。在 (d, q) 转子坐标系中可以得到另一个更简单的模型；通过应用 Park 变换可实现 (a, b, c) 和 (d, q) 两坐标系的转化 (Leonhard, 2001)。忽略单极电压 u_0 后，由对称性可得到 (d, q) 坐标下的 PMSG 模型为

$$\begin{cases} u_{\text{d}} = Ri_{\text{d}} + L_{\text{d}} \dot{i}_{\text{d}} - \Phi_{\text{q}}\omega_{\text{S}} \\ u_{\text{q}} = Ri_{\text{q}} + L_{\text{q}} \dot{i}_{\text{q}} + \Phi_{\text{d}}\omega_{\text{S}} \end{cases} \quad (3-48)$$

式中， R 是定子电阻； u_{d} 、 u_{q} 分别是 d 轴和 q 轴的定子电压分量； L_{d} 、 L_{q} 分别是 d 轴和 q 轴的电感； ω_{S} 是定子频率。

$$\Phi_{\text{d}} = L_{\text{d}}i_{\text{d}} + \Phi_{\text{m}} \quad (3-49)$$

$$\Phi_{\text{q}} = L_{\text{q}}i_{\text{q}} \quad (3-50)$$

式中， Φ_{d} 、 Φ_{q} 分别为 d、q 轴的磁通； Φ_{m} 是一个由永磁决定的恒值磁通。

这样方程 (3-48) 可以表示为

$$\begin{cases} u_{\text{d}} = Ri_{\text{d}} + L_{\text{d}} \dot{i}_{\text{d}} - L_{\text{q}}i_{\text{q}}\omega_{\text{S}} \\ u_{\text{q}} = Ri_{\text{q}} + L_{\text{q}} \dot{i}_{\text{q}} + (L_{\text{d}}i_{\text{d}} + \Phi_{\text{m}})\omega_{\text{S}} \end{cases} \quad (3-51)$$

电磁转矩为

$$\Gamma_{\text{G}} = p(\Phi_{\text{d}}i_{\text{q}} - \Phi_{\text{q}}i_{\text{d}}) = p[\Phi_{\text{m}}i_{\text{q}} + (L_{\text{d}} - L_{\text{q}})i_{\text{d}}i_{\text{q}}] \quad (3-52)$$

式中， p 是极对数。如果永磁体安装在转子表面，则 $L_{\text{d}} = L_{\text{q}}$ ，电磁转矩变为

$$\Gamma_{\text{G}} = p\Phi_{\text{m}}i_{\text{q}} \quad (3-53)$$

当电机作为与电网相连的发电机运行时，方程 (3-51) 变为

$$\begin{cases} u_{\text{d}} = -Ri_{\text{d}} - L_{\text{d}} \dot{i}_{\text{d}} + L_{\text{q}}\Phi_{\text{q}}\omega_{\text{S}} \\ u_{\text{q}} = -Ri_{\text{q}} - L_{\text{q}} \dot{i}_{\text{q}} - (L_{\text{d}}i_{\text{d}} - \Phi_{\text{m}})\omega_{\text{S}} \end{cases} \quad (3-54)$$

定子频率 ω_{S} 与轴的转速成正比，即 $\omega_{\text{S}} = p\Omega_{\text{h}}$ ，它依赖于发电机的机械连接方式。状态矢量和输入矢量分别定义为

$$\mathbf{x} = [x_1(t) \quad x_2(t)]^{\text{T}} \equiv [i_{\text{d}}(t) \quad i_{\text{q}}(t)]^{\text{T}} \quad \mathbf{u} = [u_{\text{d}} \quad u_{\text{q}}] \quad (3-55)$$

因此，与电网相连的 PMSG 模型可以表达为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d}x_1 + p\frac{L_q}{L_d}x_2\Omega_h \\ -\frac{R}{L_d}x_1 - p\frac{L_d x_1 - \Phi_m}{L_q}\Omega_h \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \Gamma_G = p\Phi_m x_2 \end{cases} \quad (3-56)$$

假设现在 PMSG 为一独立三相对称电阻负荷 R_l 供电，则有下列关系：

$$\begin{cases} (L_d + L_s) \dot{i}_d = -(R + R_l)i_d + p(L_q + L_s)i_q\Omega_h \\ (L_q + L_s) \dot{i}_q = -(R + R_l)i_q - p(L_d + L_s)i_d\Omega_h + p\Phi_m\Omega_h \end{cases}$$

这种情况下状态矢量和输入矢量分别为

$$\mathbf{x} = [x_1(t) \quad x_2(t)]^T \equiv [i_d(t) \quad i_q(t)]^T \quad \mathbf{u} \equiv R_l \quad (3-57)$$

PMSG 状态模型可被表示为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + L_s}[-Rx_1 + p(L_q - L_s)x_2\Omega_h] \\ \frac{1}{L_q + L_s}[-Rx_2 - p(L_d + L_s)x_1\Omega_h + p\Phi_m\Omega_h] \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d + L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_d + L_s} \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \Gamma_G = p\Phi_m x_2 \end{cases} \quad (3-58)$$

绕线转子同步发电机 (WRSG)

在与永磁同步发电机相同的简化假设下，建立绕线转子同步发电机的模型。

模型以典型的三相定子绕组同步电机为基础，一相励磁绕组和两相阻尼绕组 (Leonhard, 2001)，以下参数及变量将用于对此模型的描述：

i_d, i_q ——(d,q)坐标下的电流；

v_d, v_q ——(d,q)坐标下的电压；

i_{fd}, v_{fd} ——励磁电流、励磁电压；

i_{kd}, i_{kq} ——d 和 q 轴的阻尼电流；

R_s ——定子电阻；

R_{fd} ——励磁绕组的电阻；

R_{kd}, R_{kq} ——阻尼绕组的电阻；

L_d, L_q ——(d,q)坐标下的电感；

L_{fd} ——转子电感；

L_{kd}, L_{kq} ——阻尼绕组电感；

L_{md}, L_{mq} ——d 和 q 轴的磁感。

电磁转矩表达式为

$$\Gamma_G = (L_q - L_d)i_d i_q + L_{md} i_{fd} i_q + L_{md} i_{kd} i_q - L_{mq} i_d i_{kq} \quad (3-59)$$

状态矢量和输入矢量分别表示为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1(t) & x_2(t) & x_3(t) & x_4(t) & x_5(t)]^T \equiv [i_q & i_d & i_{fd} & i_{kd} & i_{kq}]^T \\ \mathbf{u} = [v_d & v_q & v_{fd} & 0 & 0]^T \end{cases} \quad (3-60)$$

矩阵表示为

$$\begin{cases} \mathbf{M} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & -L_{md} & -L_{md} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & -L_{mq} \\ L_{md} & 0 & -L_{fd} & -L_{md} & 0 \\ L_{md} & 0 & -L_{md} & -L_{kd} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & 0 & -L_{kq} \end{bmatrix} \\ \mathbf{N}(\Omega_h) = \begin{bmatrix} -R_s & \Omega_h L_q & 0 & 0 & -\Omega_h L_{mq} \\ -\Omega_h L_d & -R_s & \Omega_h L_{md} & \Omega_h L_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-61)$$

绕线转子同步发电机的模型可表示成

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{N}(\Omega_h) \mathbf{x} - \mathbf{u} \\ \mathbf{y} \equiv \Gamma_G = (L_q - L_d)x_1 x_2 + L_{md} x_1 x_3 + L_{md} x_1 x_4 - L_{mq} x_2 x_5 \end{cases} \quad (3-62)$$

其运动方程与方程 (3-30) 相似, 即

$$\frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{1}{J} (\Gamma_{mec} - \Gamma_G - F\Omega_h) \quad (3-63)$$

式中, Ω_h 、 Γ_{mec} 和 J 意义同上; F 是粘滞摩擦常数。

3.4 传动装置模型

传动装置 (图 3-1 中的 S_3) 是机械上连接 S_1 和 S_2 子系统的一套装置。因此, 风转矩 Γ_{wt} 和电磁转矩 Γ_G 是输入量, 而转速则是输出量。假设在整个变速范围内有着恒定的机械传动效率, 可以认为结构特性 (例如振动、齿轮种类、齿隙等) 对其性能的影响是附加的并可以忽略不计。而且, 假设机械系统和电气系统是平衡的, 任何错误的操作都被视为是特殊的操作方式。

3.4.1 刚性传动链

刚性传动链的主要组成部分是单级耦合增速器, 它的传动比为 i , 效率为 η (见图 3-19), 在这种情况下, 模型包含一个由高速轴或低速轴提供的一阶运动方程。

由于增速器的作用, 发电机转矩减小 i 倍且速度增加 i 倍, $\Omega_h = i\Omega_l$ 。当系统的等效惯量 J_h 由高速轴提供时, 它的值减小 (Munteanu, 1997)。在上述模型假设下, 在 HSS (高速轴) 或 LSS (低速轴) 下的 WECS 动态模型可以由下列两个式子表达 (Nichita, 1995; Welfonder 等, 1997):

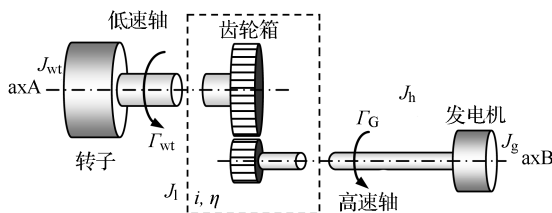


图 3-19 刚性传动链

$$J_h \frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{\eta}{i} \Gamma_{wt}(\Omega_l, v) - \Gamma_G(\Omega_h, c) \quad (3-64)$$

$$J_l \frac{d\Omega_l}{dt} = \Gamma_{wt}(\Omega_l, v) - \frac{i}{\eta} \Gamma_G(\Omega_h, c) \quad (3-65)$$

式中， $\Gamma_{wt}(\Omega_l, v)$ 是空气动力转矩，以风速 v 作为参数； $\Gamma_G(\Omega_h, c)$ 是电磁转矩，一般以 c 表示的负荷变量作为参数； J_h 、 J_l 分别是在 HSS 和 LSS 处的惯量，计算如下：

$$J_h = (J_l + J_{wt}) \frac{\eta}{i^2} + J_2 + J_g \quad (3-66)$$

$$J_l = J_{wt} + J_1 + (J_g + J_2) \frac{i^2}{\eta} \quad (3-67)$$

式中， J_l 、 J_2 是增速齿轮的惯量； J_{wt} 、 J_g 分别是风轮和发电机的惯量。

由于传动链是刚性的，空气动力转矩仅由一阶线性转速变量给定。图 3-20a 给出了高速轴处的运动方程 [方程 (3-66)] 的 Simulink。此方程通常用于单 WECS 模型。

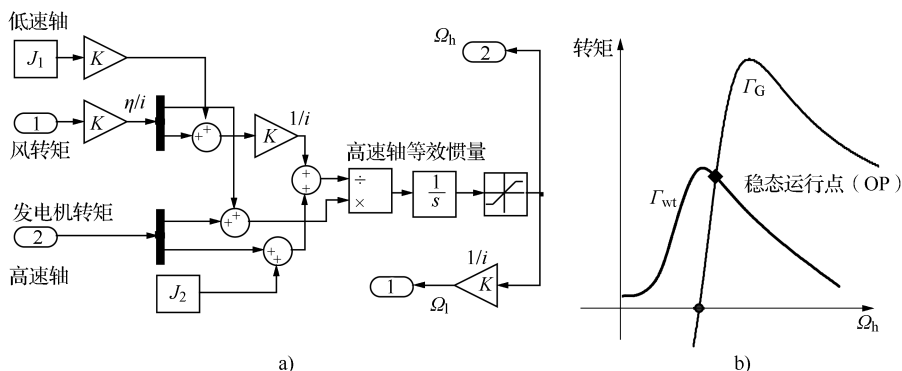


图 3-20

a) 高速轴传动链模型 b) WECS 稳态曲线

图 3-20b 给出了当高速轴以 Ω_h 的速度旋转时，风轮和发电机相互作用稳定运行的示意图。WECS 的稳定运行点是风轮与发电机机械特性曲线的交点。

3.4.2 柔性传动链

柔性传动链的各组成部分如图 3-21 所示。

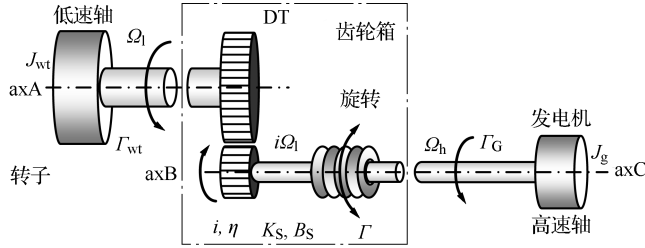


图 3-21 柔性传动链的结构

与刚性连接不同，高速轴的两部分 axB 和 axC 以不同的转速旋转，分别是 $i\Omega_l$ 和 Ω_h ，这里 i 是齿轮箱的传动比。弹性能变化量产生一个新的状态变量内转矩 Γ 。 J_g 表示 axC 的惯量， J_B 表示 axB 的惯量，表达式为

$$J_B = \eta / i^2 \cdot J_{wt}$$

式中， η 是传动效率； J_{wt} 是低速轴惯量。

柔性传动装置模型由 axB 和 axC 运动方程和内转矩动态方程构成（De Battista 和 Mantz, 1998；Akhmatov, 2003）：

$$\begin{cases} \dot{\Omega}_l = 1/J_{wt} \cdot \Gamma_{wt} - i/(J_{wt}\eta) \cdot \Gamma \\ \dot{\Omega}_h = 1/J_g \cdot \Gamma - 1/J_g \cdot \Gamma_G \\ \dot{\Gamma} = K_s(i\Omega_l - \Omega_h) + B_s(i\dot{\Omega}_l - \dot{\Omega}_h) \end{cases}$$

得到一个三阶线性模型，状态矢量为 $\mathbf{x} = [\Omega_l \quad \Omega_h \quad \Gamma]^T$ ，输入矢量为 $\mathbf{u} = [\Gamma_{wt} \quad \Gamma_G]^T$ ，输出矢量为 $\mathbf{y} = [\Omega_l \quad \Omega_h]^T$ ，则

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{iJ_B} \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_g} \\ iK_s & -K_s & -B_s\left[\frac{1}{J_B} + \frac{1}{J_g}\right] \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{1}{J_{wt}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J_g} \\ \frac{iB_s}{J_{wt}} & \frac{B_s}{J_g} \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} \end{cases} \quad (3-68)$$

式中， K_s 和 B_s 分别是弹性系统的刚性系数和阻尼系数。

3.5 电力电子变流器和电网模型

电力电子连接

实现 WECS 与电网连接的电力电子变流器在风力机变速运行中有着相当重

要的作用。它在某种程度上实现了上述两者间的解耦，并且能够进行有功功率调节。

这里我们关注的是一种最典型的变流器结构，即背靠背变流器。它由两个 PWM 电压型变流器（VSI）构成，如图 3-22 所示。变流器两端的电压与频率是不同的。实际上，此结构由两个变流器构成，其中一个连接在发电机侧的变流器（整流器），称为发电机侧变流器；另一个变流器与母线相连，称为网侧变流器。两个电力电子变流器通过所谓的直流母线相连，此直流母线通过一个平滑的滤波装置例如电容器来得到直流电。

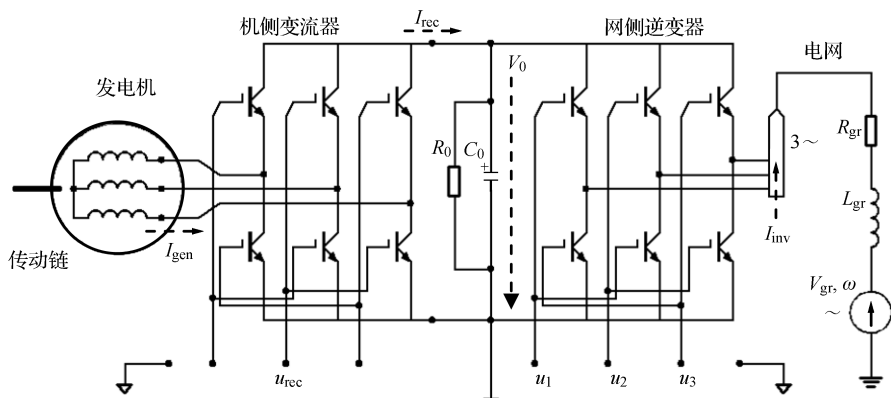


图 3-22 WECS 中变流器对电网接口——笼型感应发电机的情况

因此，变速运行的被控对象被分离开来，分为发电机转速控制和电功率传输控制。

发电机转速控制与连接到发电机的发电机侧变流器相关，旨在通过变速操作直接控制捕捉能量。因此，被控系统由 WT 空气动力学装置、机械传动装置、发电机和发电机侧变流器组成。

电功率传输控制与网侧变流器和电网相关，旨在有功功率和无功功率控制。这里，控制系统由电网、网侧变流器和直流母线构成。

在发电机矢量控制中，就 WECS 其他部分而言，由发电机侧变流器产生的时间常数可忽略不计，功率损耗也可忽略不计。而且，由于功率变流器的开关频率足够大，可被电路中的电感过滤掉，所以如果着眼整个 WECS 模型，高于零阶谐波的影响也可忽略。如果考虑三相电力系统（仅考虑零阶谐波的情况）的一般模型，则可建立发电机的（d，q）模型。这种情况下，变流器的（d，q）无损模型便被简化为直轴电压分量和交轴电压分量的叠加。这是此处不处理发电机侧逆变器模型的原因。

网侧逆变器和电网模型

电网模型旨在描述与 WECS 的相互作用。为了得到一般的 WECS 控制目的，建立一个定功率简化整体模型。

如果电网足够“强”而且稳定，则三相电网一般被描述为幅值为 V_m 的三相正弦电压波 $\mathbf{V}_{gr} = [V_{gr1} \ V_{gr2} \ V_{gr3}]^T$ ，其短路阻抗为 $R_{gr} + j\omega L_{gr}$ （见图 3-22）。供电给逆变器的直流母线可以用电压为 V_0 、电容为 C_0 、电阻为 R_0 的模型来表示。

令 $\mathbf{I}_{inv} = [I_{inv1} \ I_{inv2} \ I_{inv3}]^T$ 表示逆变器的输出电流， $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ 是与控制输入有关的变换函数。然后定义两点：1 表示开关闭合，-1 则表示开关断开。在发电机侧变流器中，符号 $\mathbf{I}_{gen}$ 表示电流输入量， $\mathbf{u}_{rec}$ 表示控制输入量。

对电网每相列写基尔霍夫定律，得到描述系统特性的下述方程（Bose, 2001）：

$$L_{gr} \dot{\mathbf{I}}_{inv} = \mathbf{V}_{gr} - \frac{V_0}{2} \mathbf{M} \mathbf{u} - R_{gr} \mathbf{I}_{inv} \quad (3-69)$$

式中， $\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$ 。引进一个新的变换函数 $\tilde{\mathbf{u}} \triangleq \mathbf{M} \mathbf{u}$ ，可推断 $\mathbf{M}$ 变换使得变换函数三相解耦成为可能。

同时，在直流母线上有如下方程（Bose, 2001）：

$$C_0 \frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{inv}^T \tilde{\mathbf{u}} - \frac{V_0}{R_0} - I_{rec} \quad (3-70)$$

式中， I_{rec} 是发电机侧变流器对直流母线的输出量， $I_{rec} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{gen}^T \mathbf{u}_{rec}$ 。

为了获得一般的（d, q）模型，仅考虑零阶谐波。令 $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T$ 为 $\tilde{\mathbf{u}}$ 的零阶谐波。通过在同步坐标系中对方程（3-69）和方程（3-70）使用 Park 变换（ $V_{grd} = V_m, V_{grq} = 0$ ）得到（Rabelo 和 Hofmann, 2003）：

$$\begin{cases} L_{gr} \frac{dI_{invd}}{dt} = V_m - R_{gr} I_{invd} + L_{gr} \omega I_{invq} - \frac{V_0}{2} \cdot \beta_d \\ L_{gr} \frac{dI_{invq}}{dt} = -R_{gr} I_{invd} - L_{gr} \omega I_{invq} - \frac{V_0}{2} \cdot \beta_q \\ C_0 \frac{dV_0}{dt} = \frac{3}{2} [I_{invd} \beta_d + I_{invq} \beta_q] - \frac{V_0}{R_0} - I_{rec} \end{cases} \quad (3-71)$$

基于方程（3-71）的模型，描述了功率变流器与电网之间的相互作用。此模型非常有用，尤其是对有功、无功功率控制而言。基于明确的控制目标，也可以建立其他模型（Lubosny, 2003）。在中、高功率情形下，当应用在整体模型时，可以认为被控发电机和功率变流器无动态变化。

3.6 线性化和特征值分析

本部分的目的是综合上述的 WECS 部分模型（空气动力部分、传动链部分、发电机部分）来建立不同 WECS 结构的线性化模型。风速是输入变量。对于与电网相连的 WECS 而言，其他输入变量是定子（或转子）电压；而对自控 WECS 来说，负荷是输入变量。

3.6.1 基于感应发电机的 WECS

下面将以基于变速定桨距刚性传动感应发电机的 WECS 为例，说明线性化过程和特征值分析。在 DFIG 模型 [式 (3-34)] 中建立整体非线性模型，高速轴处刚性传动链的运动方程由方程 (3-64) 给出，风转矩由方程 (3-24) 给出。状态矢量和输入矢量为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T = [i_{sd} & i_{sq} & i_{rd} & i_{rq} & \Omega_h]^T \\ \mathbf{u} = [V_{sd} & V_{sq} & V_{rd} & V_{rq} & v]^T \end{cases} \quad (3-72)$$

线性化模型

通过六维向量 $(\bar{i}_{sd} \quad \bar{i}_{sq} \quad \bar{i}_{rd} \quad \bar{i}_{rq} \quad \bar{\Omega}_h \quad \bar{v}) \equiv (\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{v}})$ 来描述 WECS 的运行点。用以下方程组来表示运行点附近的变量变化：

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{x} = [\Delta i_{sd} & \Delta i_{sq} & \Delta i_{rd} & \Delta i_{rq} & \Delta \Omega_h]^T \\ \Delta \mathbf{u} = [\Delta V_{sd} & \Delta V_{sq} & \Delta V_{rd} & \Delta V_{rq} & \Delta v]^T \end{cases} \quad (3-73)$$

以风转矩的线性化模型开始线性化建模。WECS 通常运行在风转矩特性曲线 $\Gamma_{wt}(\Omega_1, v)$ 的下降部分。在这个部分高速轴的负荷特性曲线 Γ_1 与之相交。图 3-23 给出了线性（或叫做静态）负荷特性曲线。一般来讲，负荷特性曲线是可控的，令 c 表示控制变量，则负荷特性曲线可以表示为 $\Gamma_1 \equiv \Gamma_1(\Omega_h, c)$ 。在线

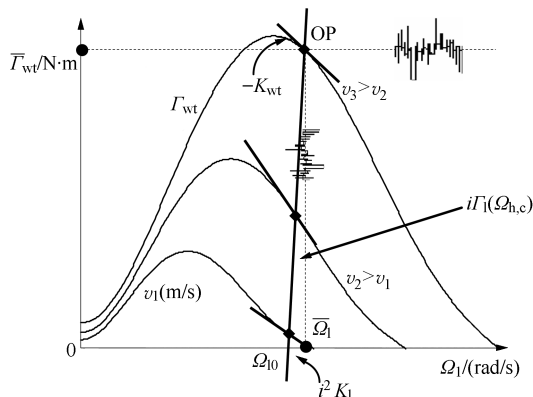


图 3-23 根据空气动力特性和负荷特性得到的 WECS 运行点

性负荷特性曲线中, c 可以是斜率 K_1 , 也可以是起始横坐标 Ω_{l0} 。

与静态运行点相关的函数变量 x 可以表示为

$$\bar{x} = x|_{\text{静态运行点}}; \Delta x = x - \bar{x}; \Delta \bar{x} = \frac{\Delta x}{x} \quad (3-74)$$

在静态运行点处定义 $\bar{x}$ 为稳态值。在工作点 $(\bar{\Omega}_1, \bar{\Gamma}_{\text{wt}})$ 处取泰勒级数的前两项, 则曲线 $\Gamma_{\text{wt}}(\Omega_1, v)$ 和 $\Gamma_1(\Omega_h, c)$ 可以线性化 (Ekelund, 1997; Munteanu 等, 2005; Munteanu, 2006)。通过已知的线性化过程可推导出图 3-24 所示的一阶动态线性化模型。此图中, 增益为

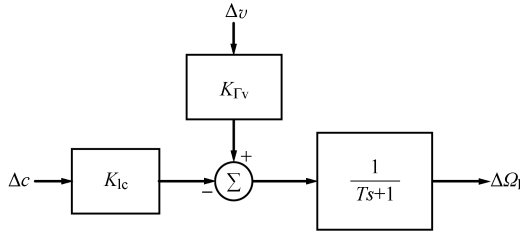


图 3-24 带有静态负荷的刚性传动 WECS 线性化一阶动态模型

$$K_{\Gamma v} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_{\text{wt}}}{\partial v} / \left(i^2 \frac{\partial \bar{\Gamma}_1}{\partial \Omega_1} - \frac{\partial \bar{\Gamma}_{\text{wt}}}{\partial \Omega_1} \right), \quad K_{1c} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_1}{\partial c} / \left(i^2 \frac{\partial \bar{\Gamma}_1}{\partial \Omega_1} - \frac{\partial \bar{\Gamma}_{\text{wt}}}{\partial \Omega_1} \right)$$

此线性化模型的时间常数是

$$T = iJ_h / \left(i^2 \frac{\partial \bar{\Gamma}_1}{\partial \Omega_1} - \frac{\partial \bar{\Gamma}_{\text{wt}}}{\partial \Omega_1} \right)$$

式中, J_h 由方程 (3-66) 给定; i 是增速比。

如果负荷特性曲线是线性的 (见图 3-23), 规定 $K_{\text{wt}} = -\partial \bar{\Gamma}_{\text{wt}} / \partial \Omega_1$ 且 $K_1 = \partial \bar{\Gamma}_1 / \partial \Omega_1$, 则可得到时间常数 $T = iJ_h / (K_{\text{wt}} + i^2 K_1)$ 。因此, 线性动态模型依赖于系统惯量和两转矩曲线的斜率 K_{wt} 、 K_1 。

当负荷特性曲线作为发电机转矩控制特性曲线时, 假设可以获得瞬时电磁转矩, 则 $\Gamma_1 = \Gamma_G$, $K_1 = 0$ 。WECS 的最简线性模型中, 从电磁转矩 Γ_G 到低速轴转速 Ω_1 的传递函数为

$$H_{\text{lin}}(s) = -\frac{K_1}{s + K_2} \quad (3-75)$$

式中, $K_1 = 1/J_h$, $K_2 = K_{\text{wt}} / (iJ_h)$ 。

因此, 假定可以获得瞬时 Γ_G (其动态值比线性化系统时间常数 $1/K_2$ 小数百倍), 则刚性传动 WECS 慢动态性能接近一阶系统, 如图 3-25 所示。

线性系统的参数由依赖于机械机构参数的 $H_{\text{lin}}(s)$ 来描述。时间常数 iJ_h / K_{wt} 取决于风轮惯量且不随风速发生显著变化。增益和时间常数都受风速 (当风速增加时, 系统惯量减小) 和发电机负荷 (转矩 $i\Gamma_G$) 的影响。发电机特性越容易

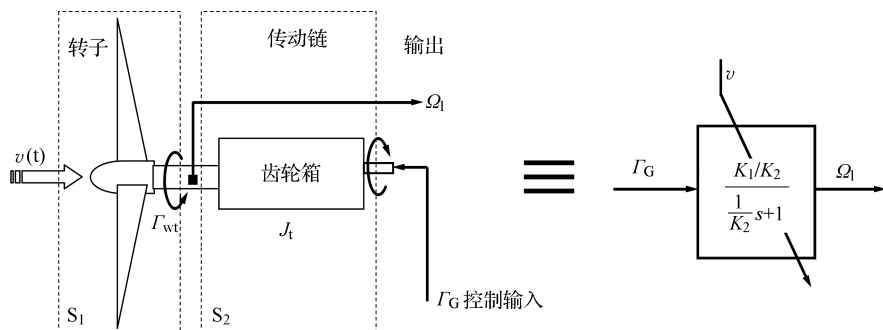


图 3-25 刚性传动转矩控制 WECS 最简化线性模型：一阶动态

间断，WECS 动态性能越快；零斜率负荷特性曲线（恒转矩控制）决定了慢整体动态性能。

综上所述，刚性传动转矩控制的最简 WECS 模型是一阶的，其参数取决于空气动力特性曲线上的工作点位置。

另一种建模方法可以得到有线性变量的模型。从非线性转矩特性曲线 [方程 (3-24)]，可得到风转矩变量的线性表达式：

$$\Delta \Gamma_{wt} = \gamma \frac{\bar{\Gamma}_{wt}}{\bar{\Omega}_l} \cdot \Delta \Omega_l + (2 - \gamma) \frac{\bar{\Gamma}_{wt}}{\bar{v}} \cdot \Delta v \quad (3-76)$$

和普通变量的线性表达式：

$$\Delta \bar{\Gamma}_{wt} = \gamma \cdot \Delta \bar{\Omega}_l + (2 - \gamma) \cdot \Delta \bar{v} \quad (3-77)$$

式中，

$$\gamma = \gamma(\bar{\lambda}) = C'_p(\bar{\lambda}) \cdot \bar{\lambda} / C_p(\bar{\lambda}) - 1 \quad (3-78)$$

γ 是转矩参数，它依赖于工作点处的 $C'_p(\lambda) = dC_p(\lambda)/d\lambda$ 和 $\bar{\lambda} = R \cdot \bar{\Omega}_l / \bar{v}$ 。使用方程 (3-24) 的 $\bar{\Gamma}_{wt}$ 表达式，可得到方程 (3-76) 的另一种形式：

$$\Delta \Gamma_{wt} = \frac{\gamma \pi \rho R^3}{2} C_\Gamma(\bar{\lambda}) \cdot \frac{\bar{v}^2}{\bar{\Omega}_l} \cdot \Delta \Omega_l + \frac{(2 - \gamma) \pi \rho R^3}{2} C_\Gamma(\bar{\lambda}) \cdot \bar{v} \cdot \Delta v \quad (3-79)$$

用风转矩变量 [方程 (3-79)] 的线性关系取代传动链运动方程 [式 (3-64)]，然后代入方程 (3-34) 所示的 DFIG 线性化模型，则得到线性化 WECS 的静态模型。考虑到 Γ_G 在发电机状态下为负，为了描述稳态系统，方程 (3-64) 必须由“+”表示。这样，通过代数运算便得到了式 (3-80)，其矩阵形式由式 (3-81) 给出。我们注意到线性模型矩阵依赖于稳态工作点，所以最终还是依赖于风速。

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\bar{\mathbf{x}}, \bar{v}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}(\bar{\Omega}_h, \bar{v}) \cdot \mathbf{u} \quad (3-80)$$

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A}(\bar{\mathbf{x}}, \bar{v}) &= \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{\sigma L_S} & \omega_s + \frac{p\bar{\Omega}_h L_m^2}{\sigma L_S L_R} & \frac{L_m R_R}{\sigma L_S L_R} & \frac{p\bar{\Omega}_h L_m}{\sigma L_S} & \frac{pL_m}{\sigma L_S} \left(\frac{L_m \bar{i}_{Sq}}{L_R} + \bar{i}_{Rq} \right) \\ -\left[\omega_s + \frac{p\bar{\Omega}_h L_m^2}{\sigma L_S L_R} \right] & -\frac{R_S}{\sigma L_S} & -\frac{p\bar{\Omega}_h L_m}{\sigma L_S} & \frac{L_m R_R}{\sigma L_S L_R} & -\frac{pL_m}{\sigma L_S} \left(\frac{L_m \bar{i}_{Sd}}{L_R} + \bar{i}_{Rd} \right) \\ \frac{L_m R_S}{\sigma L_S L_R} & -\frac{p\bar{\Omega}_h L_m}{\sigma L_R} & -\frac{R_R}{\sigma L_R} & \omega_s - \frac{p\bar{\Omega}_h}{\sigma} & -\frac{p}{\sigma} \left(\frac{L_m \bar{i}_{Sq}}{L_R} + \bar{i}_{Rq} \right) \\ \frac{p\bar{\Omega}_h L_m}{\sigma L_R} & \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} & \frac{p\bar{\Omega}_h}{\sigma} - \omega_s & -\frac{R_R}{\sigma L_R} & -\frac{p}{\sigma} \left(\frac{L_m \bar{i}_{Sd}}{L_R} + \bar{i}_{Rd} \right) \\ -\frac{3}{2J_h} pL_m \bar{i}_{Rq} & \frac{3}{2J_h} pL_m \bar{i}_{Rd} & \frac{3}{2J_h} pL_m \bar{i}_{Sd} & -\frac{3}{2J_h} pL_m \bar{i}_{Sd} & \frac{\gamma}{iJ_h} \frac{\pi \rho R^3}{2} C_T(\bar{\lambda}) \cdot \frac{\bar{v}^2}{\bar{\Omega}_h} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{B}(\bar{\Omega}_h, \bar{v}) &= \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} & 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 \\ \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-L_m}{\sigma L_S L_R} & 0 & \frac{1}{\sigma L_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2-\gamma}{iJ_h} \cdot \frac{\pi \rho R^3}{2} C_T(\bar{\lambda}) \cdot \bar{v} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (3-81)$$

特征值分析

图 3-26 定性地描述了表征工作点的稳态风速 $\bar{v}$ 从切入风速到切出风速大范围

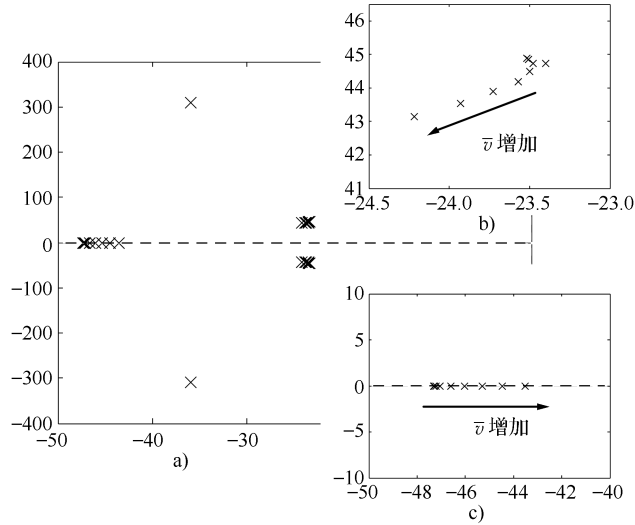


图 3-26 基于五阶不可控感应发电机的 WECS 由于运行点变化引起的极点移动

a) 定子、转子和运动极点 b) 转子复极点分布放大 c) 运动实极点移动放大

围内变动时, 基于五阶不可控低功率 (低于 10kW) 感应发电机的 WECS 模型的极点是如何转移的。在图 3-26b、c 中详细地给出了转子极点放大图和各极点的运动变化。可以看出, 尽管定子极点不受工作点变化的影响, 但当风速递增时, 转子极点呈现出轻微加快的动态性能。与此同时, 运动暂态过程变慢, 如在图 3-26c 中的放大图所示。

图 3-27 给出了当感应发电机用两种方法控制时的典型极点分布。

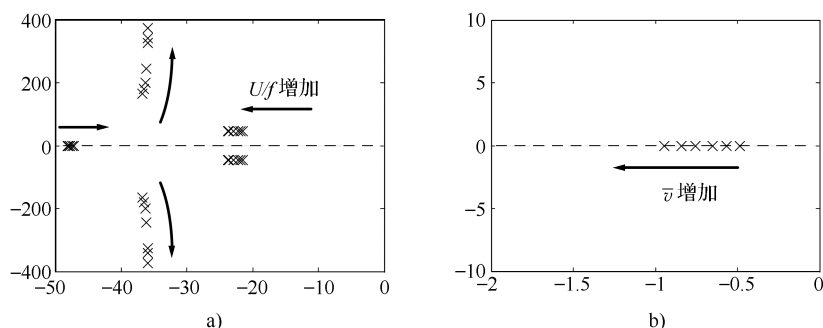


图 3-27

a) 基于五阶可控感应发电机的 WECS 在恒定风速恒压频比控制下由于压频比变化引起的极点移动 b) 最佳工作点轨迹上恒转矩控制极点的运动轨迹

在恒风速, $U/f = \text{常数}$ 时, 典型的极点分布如图 3-27a 所示。注意到电气变量有较快的动态性能 (如复平面定子、转子极点分布所示)。当 U/f 的值增加时, 运动极点的动态性能轻微变慢。图 3-27b 展示了当给定最佳工作点轨迹 [在最佳控制特性 (ORC) 曲线上] 时, 恒转矩控制极点的运动轨迹。这样, 动态性能可被简化成单实极点模型, 风速逐步递增。

综上, 可以得出一个在实现控制目的时可以加以利用结论, 即被控 WECS 的整体动态特性依赖于发电机特性曲线的形状, 而后者进一步依赖于所选的控制结构。更精确地讲, 风轮和发电机的两条机械特性曲线的相对位置决定了 WECS 的响应时间。例如, 恒转矩控制 [负荷特性曲线在 (Ω_h, Γ_G) 平面斜率为零] 的动态性能约是 U/f 为常数的控制 (负荷特性曲线有较大斜率时) 的动态性能的 1/10。所以, 对负荷特性曲线的斜率控制是 WECS 控制中的重要问题。

3.6.2 基于同步发电机的 WECS

这里以变速定桨距刚性传动链同步发电机的 WECS 为例进行讨论, 假定它运行在对称三相电阻负荷 R_l 上。

线性化模型

为了得到基于同步发电机的自控 WECS 的状态模型, 使用供电给独立电阻

负荷 R_l 的永磁同步发电机模型 [方程 (3-58)] 和式 (3-30) 的运动方程。在式 (3-30) 中风转矩 Γ_{wt} 与机械转矩 Γ_{mec} 的作用相同。 Γ_{wt} 是叶尖速度比的多项式函数 [将式 (3-24) 代入式 (3-25)]。

为了最优控制目的, 不必要使用式 (3-25) 那样复杂的转矩系数表达式。此表达式包含了所有运行状态, 包括起动阶段。可以使用叶尖速度比的二阶多项式 C_r 来表达, 即

$$C_r(\lambda) = a_0 + a_1\lambda + a_2\lambda^2 \quad (3-82)$$

此式很好地描绘了在最佳工作状态附近 C_r 的特征。考虑到由式 (2-30) 给定的叶尖速度比和基于转矩系数 [式 (3-24)] 的风转矩变化, 则式 (3-82) 只是相对风转矩方程而言的。风转矩方程可以表示为以风速 v 和发电机转速 Ω_h 为变量的表达式:

$$\Gamma_{wt} = d_1 v^2 + d_2 v \Omega_h + d_3 \Omega_h^2 \quad (3-83)$$

式中,

$$d_1 = 1/2\pi\rho R^3 \cdot a_0, d_2 = 1/2\pi\rho R^4 \cdot a_1, d_3 = 1/2\pi\rho R^5 \cdot a_2 \quad (3-84)$$

式中, R 是桨叶长度; ρ 是空气密度。

与方程 (3-58) 的模型相比, 此处增加了一个输入量, 即风速; 还增加了一个新状态变量, 即转速 Ω_h , 其也作为输出变量。新的表示法为

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [x_1(t) & x_2(t) & x_3(t)]^T \equiv [i_d(t) & i_q(t) & \Omega_h]^T \\ \mathbf{u} = [u_1(t) & u_2(t)]^T \equiv [R_l & v]^T \\ \mathbf{y} = \Omega_h \end{cases} \quad (3-85)$$

则 WECS 的模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + L_s} [-R x_1 + p(L_q - L_s) x_2 x_3] \\ \frac{1}{L_q + L_s} [-R x_2 - p(L_d + L_s) x_1 x_3 + p\Phi_m x_3] \\ \frac{1}{J} (d_3 x_3^2 - p\Phi_m x_2) \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d + L_s} x_1 u_1 \\ -\frac{1}{L_q + L_s} x_2 u_1 \\ \frac{1}{J} (d_1 u_2^2 + d_2 u_2 x_3) \end{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = [0 \quad 0 \quad 1] \mathbf{x} \end{cases} \quad (3-86)$$

三阶非线性化模型 [方程 (3-86)] 在任意工作点被线性化。令 $\Delta \mathbf{x} = [\Delta x_1 \quad \Delta x_2 \quad \Delta x_3]^T$, $\Delta \mathbf{u} = [\Delta R_l \quad \Delta v]^T$ 表示状态变量和输入变量在工作点附近的变化量, 可以得出

$$\begin{cases} \Delta \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} a_1 + a_2 \bar{R}_l & a_3 \bar{x}_3 & a_3 \bar{x}_2 \\ b_1 \bar{x}_3 & b_2 + b_3 \bar{R}_l & b_1 \bar{x}_1 + b_4 \\ 0 & c_4 & c_2 \bar{v} + c_3 \bar{x}_3 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{x} + \begin{bmatrix} a_2 \bar{x}_1 & 0 \\ b_3 \bar{x}_2 & 0 \\ 0 & c_1 \bar{v} + c_3 \bar{x}_3 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u} \\ \Delta \mathbf{y} = [0 \quad 0 \quad 1] \Delta \mathbf{x} \end{cases} \quad (3-87)$$

式中,

$$\begin{cases} a_1 = \frac{-R}{L_d + L_s}; a_2 = \frac{-1}{L_d + L_s}; a_3 = p \frac{L_q - L_s}{L_d + L_s}; \\ b_1 = -p \frac{L_d + L_s}{L_q + L_s}; b_2 = \frac{-R}{L_q + L_s}; b_3 = \frac{-1}{L_q + L_s}; b_4 = \frac{p\Phi_m}{L_q + L_s}; \\ c_1 = \frac{2d_1}{J}; c_2 = \frac{d_2}{J}; c_3 = \frac{2d_3}{J}; c_4 = -p \frac{\Phi_m}{J}; \end{cases} \quad (3-88)$$

特征值分析

方程 (3-87) 和方程 (3-88) 所给出的线性化模型已经用于研究基于 PMSG 的 WECS 在不同工作点的零极点分布。其中工作点是由电负荷和风速来决定的。根据工作点变量的差异, 下面将对如下三种情况进行分析。

1) 可变风速和恒定负荷;

2) 可变负荷和恒定风速;

3) 可变风速和可变负荷, 假定 vR_1 变量对运行在最佳状态, 也就是 $\lambda = \Omega R / v = \lambda_{\text{opt}}$ 。

情况 1: 风速取值 4m/s、7m/s 和 10m/s 并且负荷电阻恒定 (80Ω)。通过分析图 3-28 所示的零极点分布, 可以得出下列结论:

- 当风速较低时, 动态系统极点只有实部;
- 风速 $v=7\text{m/s}$ 时, 有两个主导极点和一个无用的极点;
- 风速很高时, 主导极点变为复数极点。

情况 2: 当负荷电阻变化、风速恒定 (例如, 取其变化范围的中值) 时, 其零极点分布揭示了与在不同负荷状态 (见图 3-29) 下极点相同的特性。当负荷电阻增大时, 电气变量和机械变量的动态性能变化较缓慢。

情况 3: 在这种情况下, 风速和负荷电阻都变化, 以使工作点沿最优控制特性 (ORC) 曲线移动。图 3-30 给出了每一个最佳工作点处的零极点

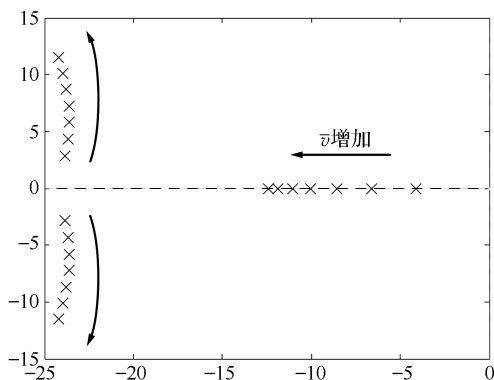


图 3-28 风速变化引起的零极点分布

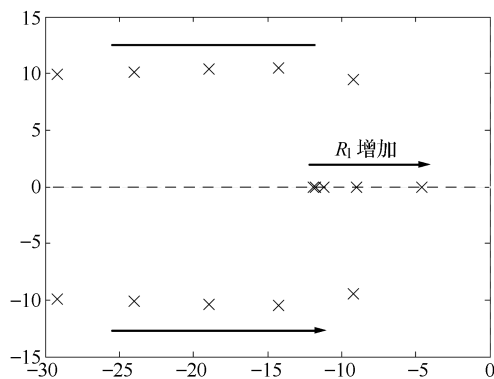


图 3-29 负荷变化引起的零极点分布

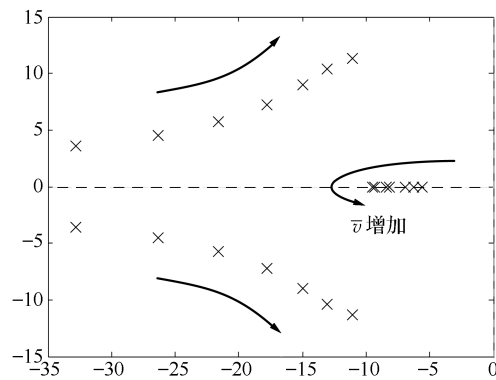


图 3-30 优化运行的零极点分布

分布。可以看到，系统表现出的二阶动态的性能。它的截止频率和阻尼系数与 ORC 上的工作点位置密切相关。

3.7 案例研究（1）：基于 SCIG 的 WECS 的降阶线性模型

以 2MW、定桨距、刚性传动链、基于 SCIG 的 WECS 为例说明降阶模型及其线性化。附录 A 和表 A-6 中给出了它的参数。只需用 SCIG 转子电流动态方程 [方程 (3-47)] 代替定转子电流动态方程 [方程 (3-37)]，并与式 (3-30) 的运动方程联立，就可得到降阶 WECS 模型。

假设系统工作在部分负荷区的一个稳定工作点，例如，风速 $\bar{v}=10\text{m/s}$ 。在风速跳变时，三阶和五阶模型状态变量的瞬态特性没有显著差异。在图 3-31 中，可比较当 V_{sq} 跳变 100V 时的各瞬态特性曲线。

如前所述，WECS 在工作点附近的动态特性可认为是线性的。方程 (3-81) 顾及了特征值分析。不通过对方程 (3-81) 的精确计算，用 MATLAB/Simulink 也可得到同样的结果。首先，要通过非线性模型的数值模拟得到恒定值，然后以这些恒定值为自变量应用 linmod 函数。

在 $\bar{v}=10\text{m/s}$ 稳定运行状态下进行模拟，以下是五阶模型状态变量的值： $\bar{i}_{\text{sd}}=-1.442\text{kA}$ ， $\bar{i}_{\text{sq}}=0.9254\text{kA}$ ， $\bar{i}_{\text{rd}}=0.0317\text{kA}$ ， $\bar{i}_{\text{rq}}=-0.9487\text{kA}$ ， $\bar{\Omega}_{\text{h}}=157.2\text{rad/s}$ 。利用方程 (3-81)（左侧）的矩阵 **A** 和 linmod 给出的矩阵（右侧）计算特征值位置，并在下面给出。 10^{-4} 阶以下的差别可以忽略不计。

此例中 MATLAB/Simulink 的执行细节可在软件资料文件夹 case_study_1 中找到。

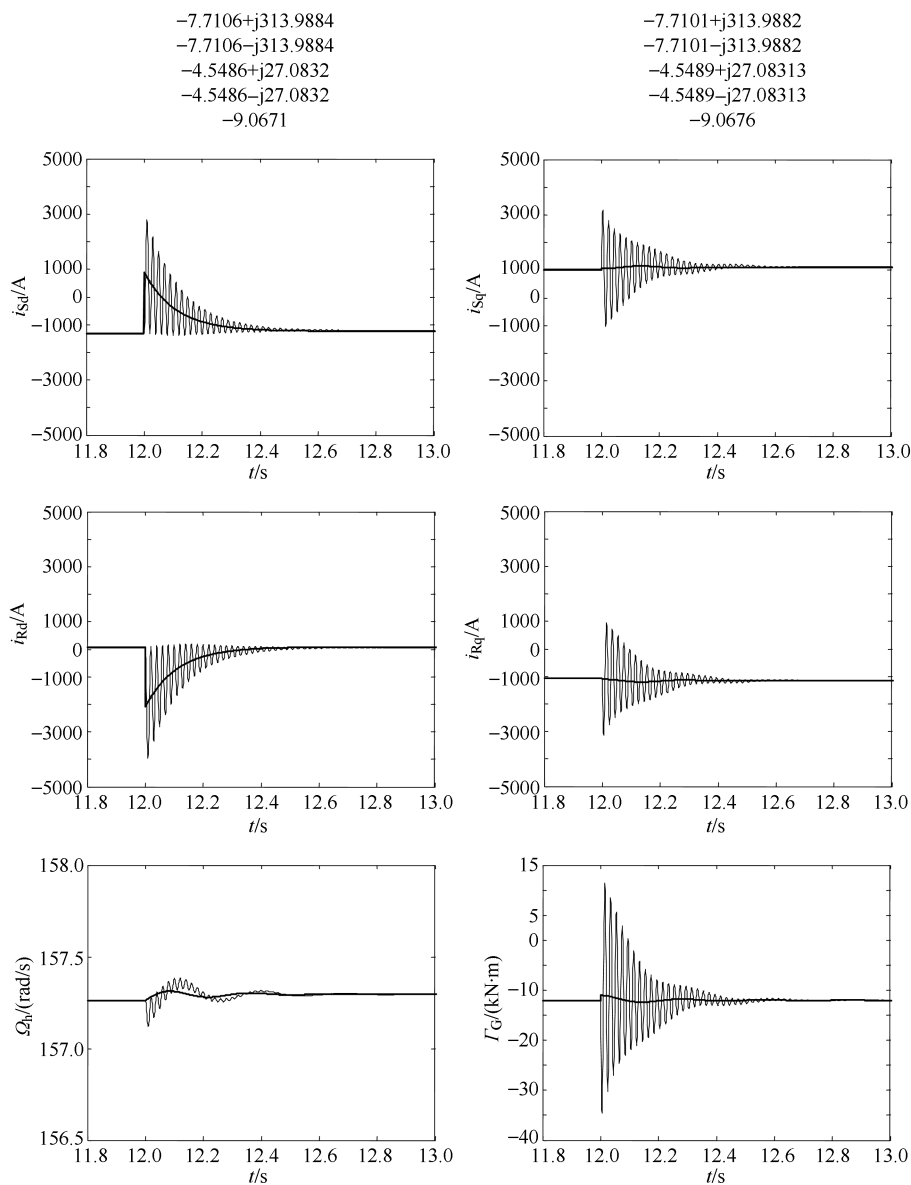


图 3-31 基于 2MW 型 SCIG 的 WECS 的五阶和三阶模型
各种状态对电源电压阶跃变化的响应对比

第 4 章 风力机控制系统

4.1 控制目标

考虑到前一章所述的概念，WECS（风能转换系统）控制目标的重点就显而易见了。下面列出了最重要的几点：

- 在额定风速以上控制捕获的风能；
- 在满足速度和捕获能量约束的条件下，在部分负荷时最大化捕获的风能；
- 减缓负荷变化，以保证机械部件的一定程度的回弹性；
- 满足严格的电能质量标准（功率因数、谐波、闪变等）；
- 在较宽的风速范围内，将电能传输到特定级别的电网。

所以就有 3 个主控子系统，如图 4-1 所示。

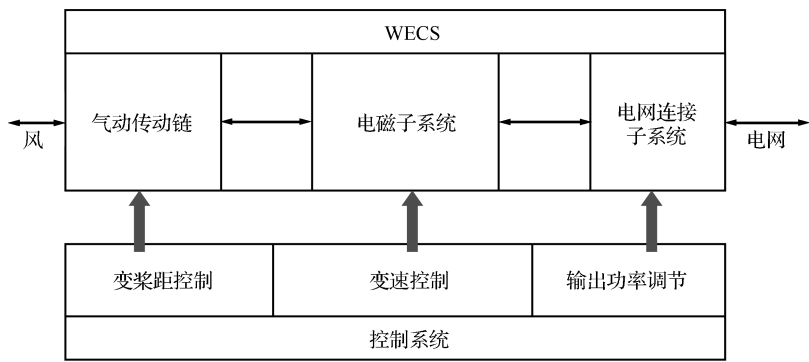


图 4-1 WECS 的主控子系统

第一个主控子系统会根据空气动力学功率极限目标来影响桨距角。第二个子系统对发电机进行控制，以实现发电机变速运行。第三个子系统控制全部（或部分）传输到电网的电能，其会影响到 WECS 输出电能的质量。

控制结构是通过定义以上所述的一个或几个目标来得到的，而这些目标跟 WECS 的某个数学模型有关系。控制器确定所期望的系统全局动态响应，比如保证功率调节，在部分负荷时能量最大化，减轻机械负荷和减少有功功率波动。

4.2 主控制目标的物理基础

考虑到定桨距（通称为“优化桨距”）风力机在部分负荷时已经有良好的空

气动力学性能,所以可将之看作一个参考桨距。当风速超过额定风速时,风力机就会在所谓的满负荷区域内运行,而且其捕获的风能和风速的三次方有一定的数量关系,必须要从空气动力学的方法上进行抑制(控制)。这就是 WECS 控制的主要控制目标的由来。有几种技术可以实现这个目标,下面将详细介绍。

图 3-9 和图 3-10 分析了风力机空气动力特性原理。对叶素理论(见算法 3.1)的相关分析可以得出一些影响因素。

可以说,空气动力特性的关键变量——叶片攻角,应该随风速增加并且随转速和桨距角的增加而减小。因此,空气动力效率 $C_z(i)/C_x(i)$,将会受攻角开方值的影响,如图 4-2 所示。

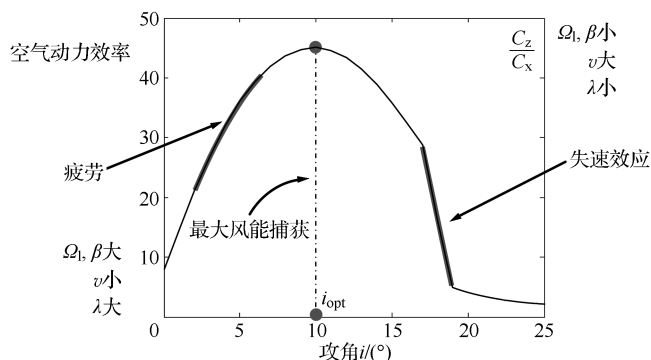


图 4-2 空气动力特性曲线上的顺桨和失速效应

在高风速时,可以通过控制转速和/或桨距角来调节叶片攻角,以减小空气动力功率。图 4-2 中的空气动力效率曲线说明了可以有两种方法。减小叶片攻角,也就相当于增加转速和/或桨距角的值,能够导致空气动力功率的减少,也就是所谓的叶片顺桨。第二种方法就是增加攻角(转速和/或桨距角的值较小),并且工作在空气动力功率曲线的末端,这就是所谓的叶片失速。可以看出空气动力效率曲线失速段的斜率比顺桨段的斜率要大。

总之,要把功率限定在额定值以内,有两种可能的方法:一是控制发电机的转速(改变 WECS 转速 Ω_1),二是通过桨距角 β 控制。这都在上面提到的其中一个控制策略的范畴内。使用电力电子变流器能控制发电机的转速/转矩。桨距控制可以通过使用集总或单独(对每个桨距)执行机构,来控制每个叶片绕它们的轴旋转。通常的技术是全跨度桨距控制(整个叶片都变桨),但是仅用部分跨度桨距控制(仅有叶片的外面 15% 变桨)就可以提高功率控制的效率。

4.2.1 主动变桨控制

高风速段的功率限制一般都是通过控制桨距角来实现的。这种动作,也称之为主动变桨控制(或者变桨到顺桨),也就是改变桨距角的值,致使叶片前缘

向来风向转动（增加 β 角），因此产生了叶片顺桨效应。在本例中，能满足功率控制的桨距角的变化范围比较大，大约离桨距角参考值偏离了 35° 。因此，为了限制功率漂移，变桨距系统的动作必须快，比如 $5^\circ/\text{s}$ 。所以，功率控制环应该有较大的增益。这里使用的功率控制结构跟主动失速型电机一样（见图 4-3）。

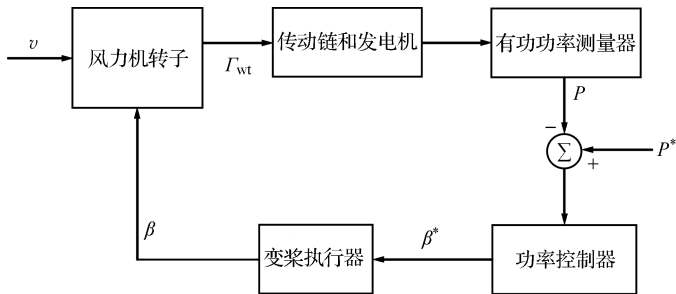


图 4-3 功率控制结构

4.2.2 主动失速控制

主动失速控制（也称之为负桨距控制）能够通过减小桨距角 β 来减小空气动力功率，目的就是为了减小攻角。叶片朝失速方向变桨，跟桨距控制的方向相反，即向下风向转动叶片前缘。

为了维持功率输出在额定值，要求的桨距角的变化一般很小。因为功率控制要求的攻角的变化范围在这种情况下比变桨控制的情况要小得多。

跟“变桨到顺桨”技术对比，主动失速控制变桨机构的行程要小得多；同时也会有更大轴向推力负荷，但是这个推力一般为恒值，使得机械负荷较小。所用到的功率控制结构在图 4-3 中进行了简要的介绍。

4.2.3 被动变桨控制

另外一种变桨控制方法是使用自操作（直接动作）控制器在高风速下来实现所要求的桨距角变化。在这种情况下，叶片在轮毂上的连接处会因为叶片上某种负荷（比如，离心负荷）的作用而扭曲。在单个机械设备中，调节器结合了叶片负荷传感器、控制器本身和变桨执行器。变流器不仅给控制提供需要的能量，同时也给机械传动系统的最终执行机构供电，而不需要放大控制信号。

不同类型的负荷都可以用于检测满负荷运行区域和控制信号。在这些负荷中，被动地利用离心力负荷是一种高效的解决方法。在这种情况下，离心力驱动作用于螺旋滚筒的旋转物体，来挤压一个预先装载好的弹簧。当转速超过临界值后，螺旋滚筒就能够自如地作用在连接叶片的轮毂上，然后就可以使叶片变桨。这样的离心力调节器通常用于小型风力机，通过失速效应限制输出功率。

4.2.4 被动失速控制

这项技术是功率控制的最简单形式,通过风速时的失速效应来降低空气动力效率,而不用改变叶片的几何形态。当风速增加时,在恒定转速 Ω 和恒定桨距角 β 时,仍然可以达到失速区域(因为攻角增加了)。该方法的关键因素是特殊设计的叶片特性,该特性使得在额定功率附近有加强的失速效应,而且不会出现不希望的空气动力特性副作用。

当风速在其额定值之上增加时,输出功率到达了某个峰值。当风力机进入更深的失速区域时,输出功率就会下降到一个较低的值。但是,在更大的风速下,捕获的风能会随着风速的增加而不可控地增加。为了保证风力机的安全性,紧急停机是有必要的。

图 4-4 对被动失速控制和主动失速控制进行了比较。

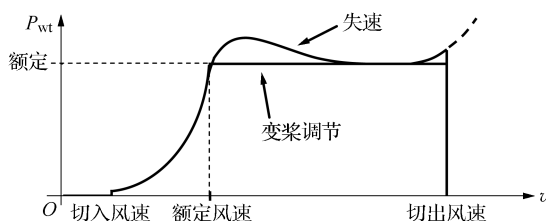


图 4-4 被动失速控制和主动失速控制的对比

4.3 WECS 优化控制原则

本节将专门介绍在部分负荷区域中的 WECS 能量转换优化的基本理论。

4.3.1 变速定桨距 WECS 实例

变速定桨距 WECS 在部分负荷区域的控制目标是通过调节发电机转速来调节捕获的风能。具体来说,控制目标就是对风能的最大功率捕获。对每种风速,在给定的功率曲线上的最大值(C_p 达到其最大值)都有一个对应的转速。所有的这些最大值就组成了本书所提到的最优控制特性(ORC)曲线,如图 4-5a 所示(Nichita, 1995)。在 Ω_i - T_{wt} 平面,ORC 位于转矩最大区域的右方,如图 4-5b 所示。

通过让风力机的静态工作点在 ORC 附近,可以得到一个稳态运行区域。也就是说,这时捕获的风能是最大的。这相当于保持叶尖速度比在最佳值 λ_{opt} (见图 4-6),这可以通过根据风速调节发电机转速来实现(Connor 和 Leithead, 1993)。

基本上来说,根据已知模型/参数、可测量变量、使用的控制方法和 WECS 模型的版本等假设的不同,WECS 控制领域中所采用的控制方法也不一样。根

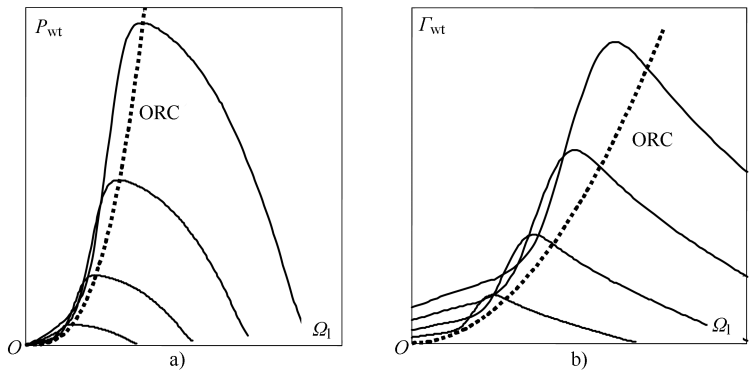


图 4-5 最优控制特性 (ORC) 曲线
a) 在 Ω_1 - P_{wt} 平面 b) 在 Ω_1 - Γ_{wt} 平面

据 WECS 模型的信息的详细程度，特别是关于其转矩特性，变速定桨距 WECS 的优化控制取决于以下几个方面。

最大功率点跟踪 (MPPT)

当参数 λ_{opt} 和 $C_{pmax} = C_p(\lambda_{opt})$ 未知的情况下，这种方法是不够的。调节转速控制环的参考，使得风力机工作在当前风速的最大功率点附近。为了得到该参考值是应该增加还是应该减少，有必要估计当前工作点的位置和最大功率点 $[P_{wt}(\Omega_1)]$ 的关系。估计的方法有两种：

- 转速由偏差 $\Delta\Omega_1$ 调节，相应的有功功率的改变 ΔP 就确定了，从而来估计 $\partial P_{wt} / \partial \Omega_1$ 的值。这个值的符号就说明了当前工作点相对于最大功率点的位置。如果转速参考按照正比于这个导数的值来调节，系统就是趋向于达到最优点，这里的 $\partial P_{wt} / \partial \Omega_1 = 0$ 。
- 在当前转速参考中加入一个探测信号，这个信号是缓慢变化的正弦波，其幅值不会对系统有显著影响，但是它对有功功率的变化有一定的影响。为得到与最大功率点相关的运行点位置，需比较有功功率正弦成分与给定正弦信号相比的相位滞后量。如果相位滞后量为 0，则目前运行点位于 $P_{wt}(\Omega_1)$ 曲线上升/下降部分，因此加速度给定值必须增/减。在最大功率点附近，给定正弦信号不再检测响应，速度参考值也不发生改变。

上面对 MPPT 技术进行了简要的叙述，并且忽略了像阵风扰动和系统动态扰动等因素，这些因素会影响工作点位置的信息。后面的 5.1.1 节和 5.2 节会进行更为详细的性能分析。

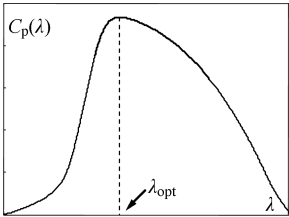


图 4-6 单峰功率系数曲线，表达了气动效率

从风速信息中获得一个定点进行轴转速优化控制

如果知道叶尖速度比 λ_{opt} 的最优值的话, 就可以使用这种方法。如果

$$\lambda(t) = \lambda_{\text{opt}} \quad (4-1)$$

的话, 风力机就工作在 ORC 上。其前提条件是轴转速需根据最佳转速来闭环控制。最佳转速为

$$\Omega_{\text{lopt}}(t) = \frac{\lambda_{\text{opt}}}{R} \cdot v(t) \quad (4-2)$$

这种方法也有其缺点, 就是装在机舱上的测风仪只能反映一个固定点的风速。而各个叶片位置的风速是不一样的 (见 3.2.3 节), 这主要是由于两个信号之间有很大的时间滞后。

从轴转速获得一个定点进行有功功率优化控制

当 λ_{opt} 和 $C_{p_{\text{max}}} = C_p(\lambda_{\text{opt}})$ 都已知时, 就可以使用这个方法。从风力机捕获的功率的表达式 [式 (2-31)] 可以看出:

$$P_{\text{wt}} = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho \pi R^2 v^3 = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_p(\lambda)}{\lambda^3} \rho \pi R^5 \Omega_i^3 \quad (4-3)$$

通过替换 $\lambda(t) = \lambda_{\text{opt}}$ 和 $C_p = C_p(\lambda_{\text{opt}})$, 可以得到功率-风速曲线的第二区域的功率参考:

$$P_{\text{wt}_{\text{opt}}} = P_{\text{ref}} = K \Omega_{\text{lopt}}^3 \quad (4-4)$$

式中,

$$K = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_p(\lambda_{\text{opt}})}{\lambda_{\text{opt}}^3} \rho \pi R^5 \quad (4-5)$$

这种方法的前提是使用了有功功率的闭环控制, 其给定是由式 (4-5) 决定的。这种方法目前应用广泛, 尤其是对于中高功率的 WECS。

以上两种方法都会用到 ORC 的跟踪控制环, 风速的扰动对动态性能的影响很大。在本书中, 使用了各种各样的控制法则, 适合于任何一种 WECS 的结构。在大多数情况下, 都还是使用经典的 PI 或 PID 控制。高级的控制方法可以保证更好的控制性能, 尤其是在建模不准确的情况下保证系统的鲁棒性。例如, 滑模控制就特别适用于动态特性不确定的情况。本书第 5 章将会详细谈到一些 WECS 优化控制方法的问题。

风速扰动会导致 ORC 工作点的偏移。从图 4-5a 可以看出, 这些偏移对能量转换效率的影响是非对称的, 因为风能在 ORC 点的左边和右边的下降斜率不一样 (Bianchi 等, 2006)。如图 4-7 所示, 沿着 ORC (粗实线), 99% 的轨迹都落在各自的最大功率的 95% 上。现在来考虑一个 ORC 跟踪轨迹。如果认为在最佳参考点附近有相等的动态误差, 那么正误差对能量转换效率的绝对值的影响会比负误差更大。因此, 正好可以判定这里的最佳区域不是 ORC, 而真正的 ORC

略微向右偏移了。

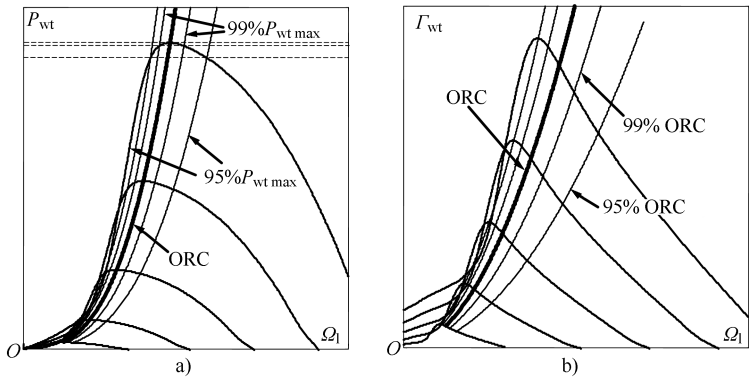


图 4-7 ORC, 沿着 99% 轨迹及 95% 最大功率曲线
a) 在 Ω_1 - P_{wt} 平面上 b) 在 Ω_1 - Ω_1 平面上

4.3.2 定速变桨距 WECS 实例

在这个例子中，优化过程使用了 $C_p(\lambda, \beta)$ 特性，这里的 β 是桨距角。一般来说，寻找最佳 $C_p(\lambda, \beta)$ 的方法都是通过查表插值的方式。在恒转速工作条件下，比如给定的转速值，这个曲线取决于 v 和 β 。图 4-8 (Hansen 等，2003) 所示的几簇 $C_p(\lambda, \beta)$ 曲线，其参数为风速 v 。通过改变 β 角度来实现最优化，以至于工作点位于对应当前风速值的 $C_p(\beta)$ 的最大值。

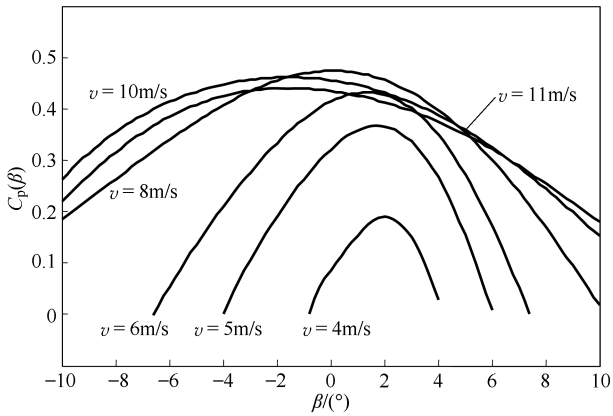


图 4-8 不同风速下的功率系数与桨距角的关系曲线

如图 4-9 所示，最优特性曲线由下面两式定义：

$$\beta_{opt} = F(v), \text{Max}_{\beta} C(\beta, v) = C(\beta_{opt}, v)$$

这两式对应于图 4-8 中的曲线簇 $C_p(\beta)$ 。 β_{opt} 代表了变桨距控制系统的参考值。对

于图 4-9 中的 $\beta_{\text{opt}}(v)$ ，高风速区域是用虚线画出来的，因为这时的桨距角要限制功率输出。在这个区域，桨距角由额定功率闭环来决定，在 4.4.2 节将会有更详细的论述。

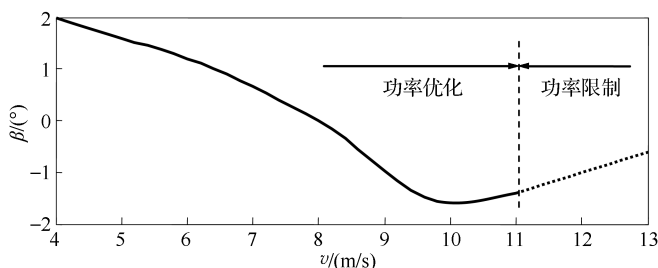


图 4-9 优化的风速和桨距角的关系曲线

桨距角执行系统必须根据风速来保证最佳性能。如图 4-8 所示，变量 C_p 在低风速时对 β 值不敏感；对于高风速， $C_p(\beta)$ 是一个在其最大值附近相对平坦的曲线，因此 C_p 的灵敏度减小了。

优化控制中使用的主要输入信号是有功率和风速。这些信号都是用的平均值而不是瞬时值 [由 Hansen 等 (2003) 推荐的移动平均方法]。

4.4 WECS 的主工作策略

本节从一般的情况阐述了在部分负荷和满负荷工作点时 WECS 的控制原则。在这种情况下，控制系统除了实现功率系数最大化，还要遵循以下限制条件：

$$P_{\text{wt}}(t) \leq P_{\text{max}} \quad (4-6)$$

当启用式 (4-6) 中的限制条件时，系统工作在满负荷状态下。为了避免噪声干扰，尤其是在高风速下，经常需要加上下面的约束条件：

$$\Omega_1(t) \leq \Omega_{\text{max}} \quad (4-7)$$

如果在部分负荷时进行速度限制，那么就只可能对变桨距风力机进行优化。第三个约束条件可以是风转矩：

$$\Gamma_{\text{wt}}(t) \leq \Gamma_{\text{max}} \quad (4-8)$$

风力机工作在部分负荷，且转速和机械功率在额定值以下时，后面的约束条件可以给予考虑。这个很容易在发电机的控制系统里实现。如果先进行的是速度约束，然后再满足式 (4-6) 的条件，则实际上也满足式 (4-8) 的条件。

在上述三个限制条件中，最重要的是风功率和低风速轴转速的问题。

4.4.1 变速定桨距 WECS 的控制

为了阐明在部分负荷区域的优化控制功能，在满负荷区域的功率限制功能，

以及转速限制功能，本节考察了一个小功率变速永磁同步电机（PMSG）的 WECS，其结构如图 4-10 所示。通过控制加到 DC-DC 变流器上的控制输入 x 来控制整个系统。

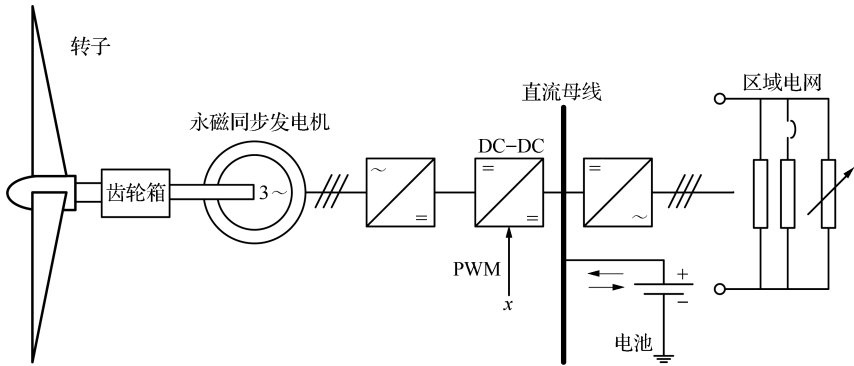


图 4-10 基于永磁同步发电机的变速 WECS

风转矩曲线簇 $\Gamma_{wt}(\Omega_l, v_i)$ ， $v_i = 5\text{m/s}$ 、 7m/s 、 9m/s 、 11m/s （实线），如图 4-11 所示。额定风速 $v_n = 11\text{m/s}$ 。在同一张图中，可以画出 ORC（点线）和 PMSG 的电磁转矩 $\Gamma_{wt}(\Omega_l, x)$ 曲线簇（虚线），并以优化闭环控制输入 x 为参数。WECS 的工作点是 $\Gamma_{wt}(\Omega_l, v)$ 和 $\Gamma_G(\Omega_l, x)$ 的交点，如图 4-11 中的小圆圈所示。

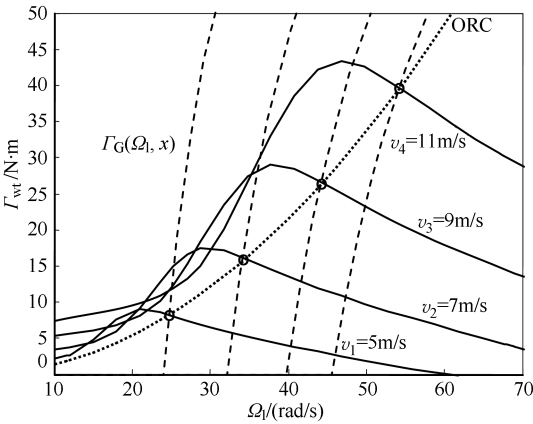


图 4-11 关于 ORC 的风速和电磁转矩特性

首先假设转速限制 $\Omega_l(t) \leq \Omega_{\max}$ 是满足的，并且在部分负荷区域，只加入了功率限制条件 $P_{wt}(t) \leq P_{\max}$ ；还认为风速从切入速度 v_s 到额定值 v_n 的增加是线性的。在以上的条件下，优化控制器的输出将会使 PMSG 的转矩特性连续地向右移动，直到到达部分负荷区域的极限值。如果风速继续增加超过这个极限值，那么就需要把控制目标从优化功率改成限制功率在额定值 P_n 。这个新的控制目标的实现方法是将功率系数控制到最小的区域中。正如 4.2 节中所描述的，有两个这样的区域：失速区域和顺桨区域，下面将会进行分析。

通过失速控制限制功率

在这种控制方法下，控制原则在工作点移动到 ORC 右边时切换，此时对应的就是失速。当风速从切入速度 v_s 线性增加到明显高于额定速度 v_n 时，在

$\Omega_1 - \Gamma_{wt}$ 平面中的工作点如图 4-12 中的粗实线所示。曲线中区域 I 对应着动态起动区域；在区域 II，即 A、B 点之间，功率优化环中的控制器的给定如式 (4-4) 所示，所以能保证工作点在 ORC 上；在区域 III，即 B、C 和 D 点之间，要通过功率限制控制器使功率保持在其额定值。

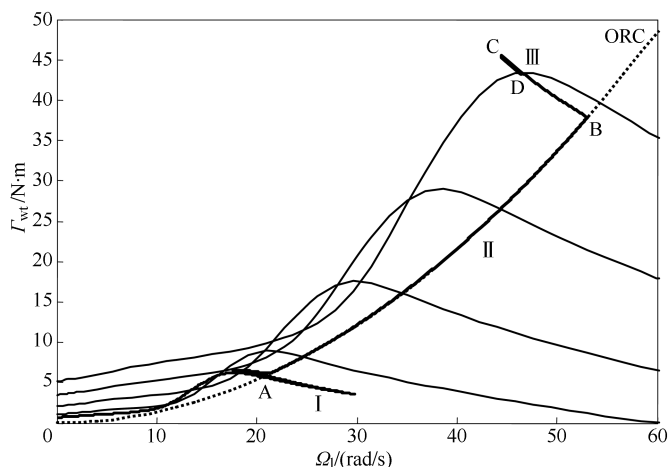


图 4-12 覆盖失速控制区域内整个风速变化范围中的 WECS 运行区域

图 4-13 说明了来自斩波器的控制输入 $x(t)$ 的变化过程。当在 A-B 轨迹上移动的时候，如图 4-13a 所示，应用 $x(t)$ 会导致曲线 $\Gamma_G(\Omega_h, x)$ 向右移动（见图 4-11），同时在 $\lambda - C_p$ 平面上工作点在其最大值上。在 B 点时，控制目标由最优控制切换到限制功率到额定值控制。对于第二个控制目标，控制输入 $x(t)$ 的梯度改变了符号，并且工作点在 B-C-D 轨迹上移动，如图 4-12 所示。这样的

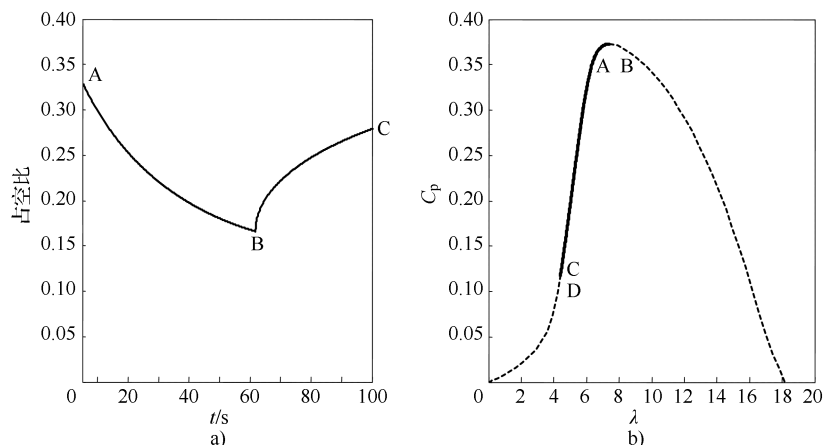


图 4-13 由失速控制引起的由优化运行到额定功率控制的控制目标切换

a) 由斩波器得到的控制输入 b) $\lambda - C_p$ 平面

话，曲线 $\Gamma_G(\Omega_h, x)$ 就移动到了左边（见图 4-11），而工作点就移动到了 $\lambda-C_p$ 平面的 AB 和 CD 之间，如图 4-13b 所示。

风转矩和低速轴转速如图 4-14 变化；这些变化也能解释工作点是怎样移动到图 4-12 的 B-C-D 轨迹上的。

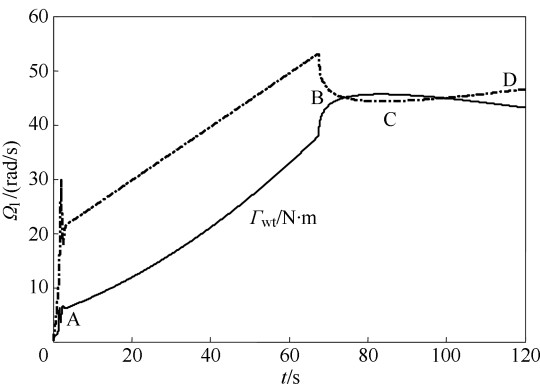


图 4-14 当风速覆盖整个运行区域时风转矩和低速轴转速的变化

通过失速控制限制功率的重要特点就是，如果在区域 II 没有满足速度限制 $\Omega_1(t) \leq \Omega_{max}$ 的话，该限制也不会在区域 III 被满足。但是，当风速继续增加，低速轴转速也会沿着 B-C-D 轨迹增加，从而超过 B 点极限点，以至于达到容许极限。

先考察在区域 II 中有约束 $\Omega_1(t) \leq \Omega_{max}$ 的情况。图 4-15a、b 分别给出了在 $\Omega_1-\Gamma_{wt}$ 平面和 $v-\Omega_1$ 平面的工作点。从原点到 A 点的一段曲线表示起动区域。在 A-B 段，风力机工作在 ORC 上；B-C 段，系统工作在部分负荷上，并有转速限

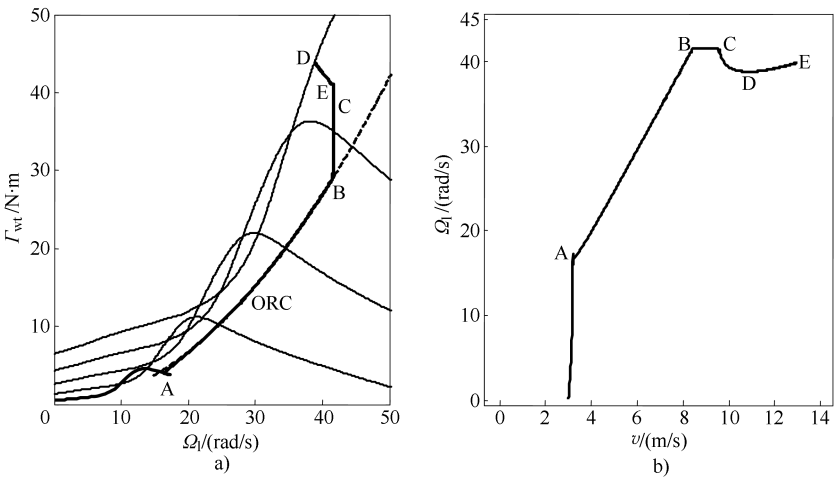


图 4-15 由功率最大化到转速限制引起的失速控制器限制功率的切换

a) $\Omega_1-\Gamma_{wt}$ 平面 b) $v-\Omega_1$ 平面

制 $\Omega_1(t) = \Omega_{\max}$ ；最后，C-D-E 段对应着功率限制阶段——在这一段上，转速和风转矩的延长线在 B-C-D 段上相交，如图 4-14 所示。

功率系数和叶尖速度比在 A-B-C-E 段的曲线分别如图 4-16a、b 所示。

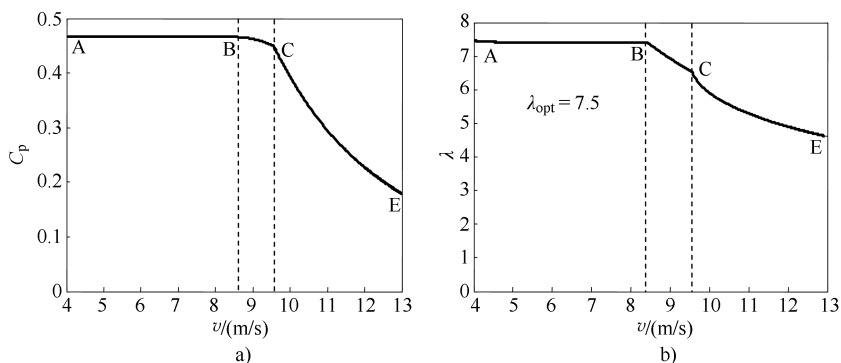


图 4-16 功率系数和叶尖速度比在三个运行区域的情况

a) 功率系数 b) 叶尖速度比

通过顺桨控制限制功率

这种方法使用了一个功率调节环节，其给定在 $P_{wt} < P_n$ 时是由式 (4-4) 决定的，在有功功率要超过额定值时是直接设定为额定功率 P_n 。在功率限制区域内，系统的工作情况如图 4-17~图 4-19 所示。

通过对比这些曲线和失速控制时的曲线（分别是图 4-12、图 4-13 和图 4-14），可以注意到一些重要的区别。当从优化控制切换到功率限制控制时，控制输入 $x(t)$ 一直在减小。发电机转矩特性 $\Gamma_G(\Omega_h, x)$ 向同一个方向移动，并且工作点在 B-C 曲线上移动，如图 4-17 所示。

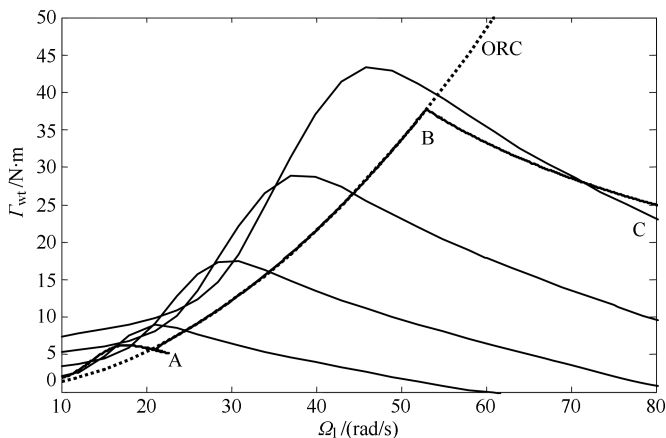


图 4-17 在整个顺桨控制运行区域内的 WECS 运行区域

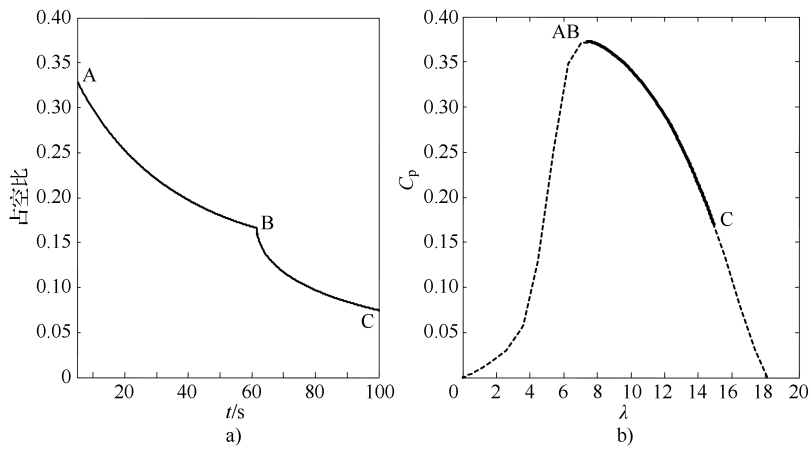


图 4-18 在顺桨控制运行区域内最大功率和功率限制运行间的切换
a) 斩波器得到的控制输入 b) λ - C_p 平面

顺桨控制中的功率系数下降的速度没有失速控制那么快，因此 λ - C_p 平面的工作点的水平移动显得更为重要，如图 4-19 中的 A-B-C 轨迹所示。轴转速也明显地增加了，如图 4-19 所示。

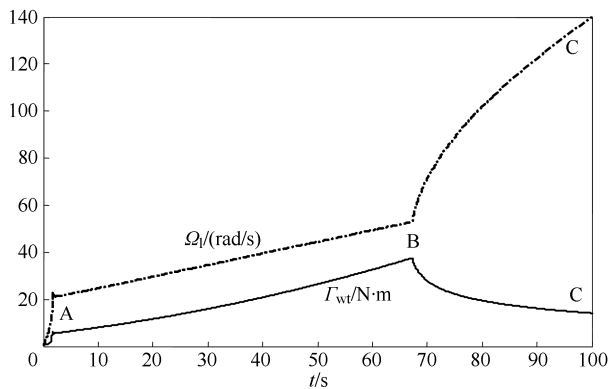


图 4-19 整个运行风速范围内的风转矩和低速轴转速曲线（顺桨功率控制）

桨距顺桨控制在部分负荷时不能完成额定转速调节。即使不在这个区域加入约束， $P_{wt}(t) \leq P_{max}$ 的限制仍然可以通过增加转速超过容许极限来实现。因此，对变速定桨距 WECS，如果要满足转速和功率限制约束，那么失速控制是唯一可行的解决方案。

4.4.2 变桨距 WECS 的控制

定速变桨距 WECS

如前所述，在区域 II 的基本控制功能就是功率优化（见 4.3.2 节）和功率

限制。功率限制的方法是主动失速控制或变桨到顺桨控制。图 4-20 定性地描述了在额定功率 $P=P_n$ 时，桨距角 β 和风速 v 的关系 (Burton 等, 2001)。

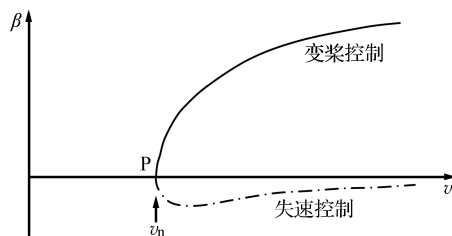


图 4-20 v - β 坐标下，失速控制与变桨控制的分界示意

P 点对应着部分负荷到满负荷的过渡点，分别对应着功率优化和功率限制。桨距角的值在失速控制时一般都是负的，而且桨距角的微小变化都可以调节功率输入。相比较而言，角度 β 在变桨到顺桨控制下变化范围很大，比如可以达到 25° 或 35° 。

先考察定速 WECS 的 $C_p(\beta)$ 的曲线簇，自变量是风速 (见图 4-8)，也就是优化控制的输入 $\beta(v)$ ，由图 4-9 给出。在整个工作范围内， $\beta(v)$ 的变桨控制法则和相应功率系数的曲线，都如图 4-21 所示 (Hansen 等, 2003)。

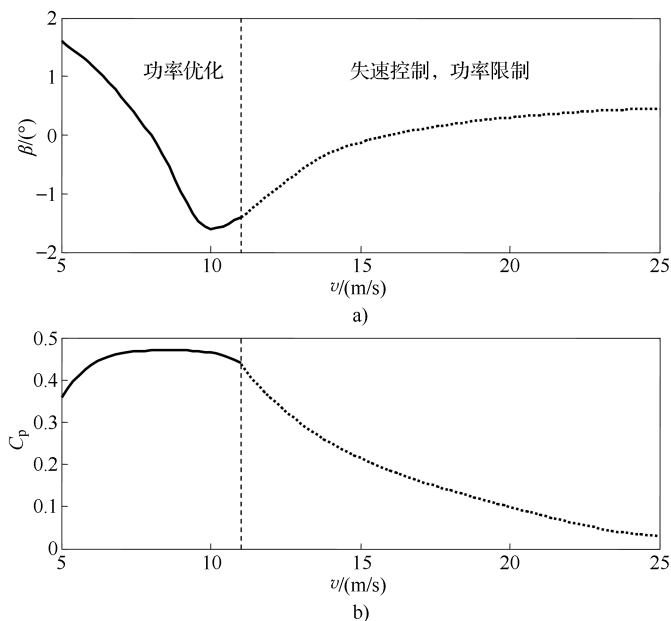


图 4-21

a) 运行区域内的桨距控制法则 b) 相关的功率系数

如今，大功率 WECS 变桨到顺桨控制的使用很有限，因为桨距角在攻角很

大的时候, 阻尼很差。因此, 变桨到顺桨控制更适合于在满负荷时的功率限制控制。

功率控制一般都是用经典的 PI 控制器来实现的, 该控制器给桨距执行器提供参考值。桨距角及其斜率的限制都由变桨伺服机构来保证。

考虑到给执行结构加上的限幅, 以及叶片特性的非线性气动特性, PI 功率控制器中有两种控制过程:

- 一是抗饱和机制。在桨距角和/或其斜率超过限幅时, 能取消控制法则的积分分量 (Sørensen 等, 2005)。

- 二是增益调度过程。由于桨距角变化会导致叶片气动特性的变化, 所以通过调节控制器参数来保证调节质量不受影响。

在第二个过程中, 控制规则的比例部分 K_p , 是通过分析功率和 β 的关系计算出来的。因此, 系统的桨距角灵敏度可以由下式计算 (Hansen 等, 2005):

$$S_\beta(\lambda, \beta) = \frac{dP_{wt}}{d\beta} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 \frac{dC_p(\lambda, \beta)}{d\beta}$$

为了保留功率控制系统的性质, 开环增益可以表示为

$$K_{olc} = K_p \frac{dP_{wt}}{d\beta}$$

上式必须要保持为常数。至此, 比例增益 K_p 就可以由下式替换:

$$K_{olc} \left(\frac{dP_{wt}}{d\beta} \right)^{-1}$$

对于恒定功率给定的情况, 灵敏度 S_β 随风速的增加而增加; 当风速为常数时, 该灵敏度会随着功率给定的增加而降低 (Sørensen 等, 2005)。很显然, 当 S_β 增加时, 增益 K_p 必须减小。

变速变桨距 WECS

下面介绍这种被变速风力机广泛采用的功率优化控制。考虑到转速和功率限制的这种 WECS 的工作模式, 如图 4-22 所示 (Hansen 等, 2004)。下面详细介绍这些模式。

1) 在恒定转速, 即最低工作转速 Ω_{min} , 对应图 4-22 中的 A-B 段。叶尖速度比是 $\lambda(v) = \Omega_{min} R / v$, 而且优化控制是由变桨控制来实现的。

2) 在 ORC 上的变速定桨距工作点对应于 B-C 段。

3) 转速限制在其额定值 Ω_n 的曲线对应 C-D 段。在这个区域内的功率优化控制是根据恒速控制具体程序来执行的。

4) 最后, 图 4-22a 的 D-E 段说明了功率限制在其额定值。在平面 $\Omega_i - P_{wt}$ (见图 4-22b) 中, 工作点仍然在同样的位置。功率限制是由变桨距控制的。在动态区域里, 双馈感应发电机 (DFIG) 的转速能超过其额定值, 一直到其最大阈值 Ω_{dM} 。在正常范围内的一个非零动态速度误差有积极的影响: 它减小了阵风

时的动态转矩误差。因此，DFIG 速度的工作范围是 $\Omega_{\min} \sim \Omega_{dM}$ 。

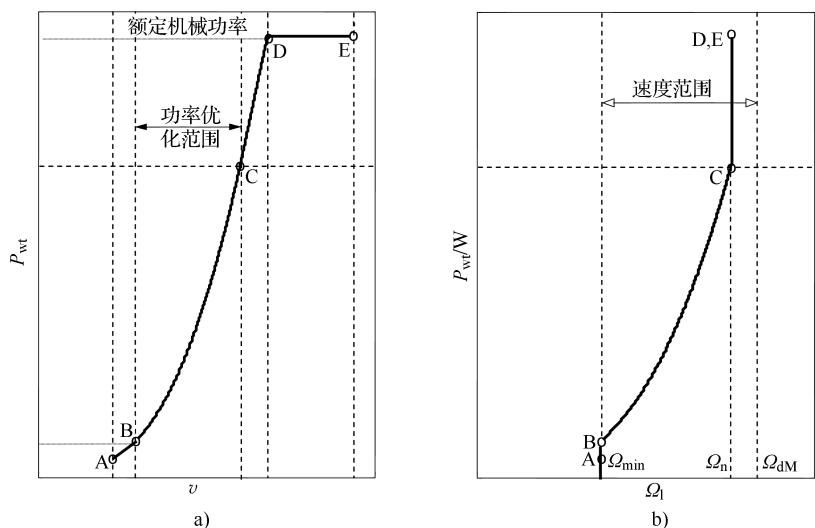


图 4-22 变速变桨距 WECS 运行模式

a) 静态功率-风速曲线 b) 功率-轴转速曲线

Burton 等人 (2001) 叙述的变速变桨距 WECS 的工作方式是：在低于额定功率时使用发电机转矩控制，在需要限制额定功率时使用变桨距控制。图 4-23 的 A-B-C-D-E 轨迹说明了在 Ω_h - Γ_G 平面的工作模式。在 B-C 段，如前所述，转矩控制能保证 ORC 状态。但是在 A-B 段和 C-D 段，转速就不是恒定的了；其变化决定了转矩参考的变化。在 D-E 段，控制系统有恒定的参考值，等于额定转

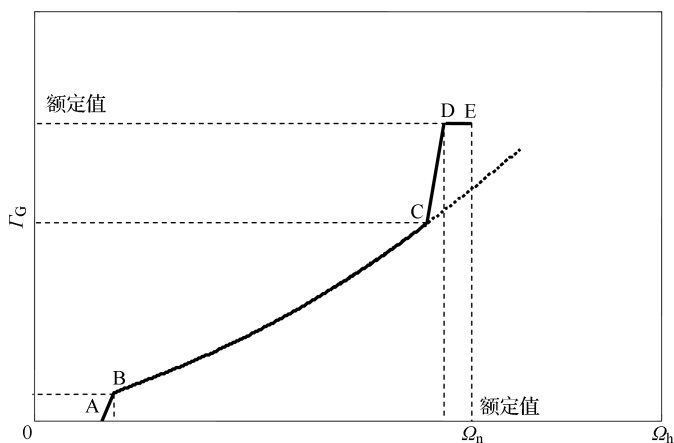


图 4-23 变速变桨距 WECS: 发电机扭矩对应转速

矩。当风速增加时,转矩是通过增加速度到额定值 Ω_n 来调节的。如果风速继续增加,转速可能会超过额定值,系统会进入功率限制区域,然后由变桨距控制。这样的话,转速就可以保持在额定值。在这种情况下,在 Ω_h - Γ_G 平面的工作点维持在 E 点。在 A-B-C-D-E 轨迹的其他部分,系统工作在发电机转矩控制模式下。在区域 B-C,转速环必须保证工作在 ORC 上。考虑到式 (4-4) 和式 (4-5),还有 $\Omega_h = i\Omega_l$ 和 $P_{wt} = \Gamma_{wt}\Omega_l$,则最优转矩为

$$\Gamma_{Gopt} = \frac{1}{2} \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3 i^3} \rho \pi R^5 \cdot \Omega_h^2 \quad (4-9)$$

如果考虑到由摩擦转矩 Γ_f 而导致的损失,则认为转矩参考为

$$\Gamma_{Gref} = K_G \Omega_h^2 - \Gamma_f, K_G = \frac{1}{2} \frac{C_p(\lambda_{opt})}{\lambda_{opt}^3 i^3} \rho \pi R^5 \quad (4-10)$$

因为在 Ω_h - Γ_G 平面上点 A、B、C 和点 D 的坐标已知,所以转矩参考可以根据发电机转速沿着 A-B-C-D-E 轨迹得到。

4.5 混合标准的优化控制: 能量效率-疲劳载荷

如上文所述,风力发电系统相关的优化控制问题实际上是优化能量转换,即最大化从风中获取的能量。这就相当于让系统在图 4-5a 和图 4-6 中描述的最优叶尖速度比 (λ_{opt}) 的条件下运行。如果 λ_{opt} 已由风力机生产商确定,那么最优化控制可能通过跟随低速轴的期望值来实现, $\Omega_l^{ref} = v \cdot \lambda_{opt} / R$ 。但是在多数情况下, λ_{opt} 的值是未知的,本书第 5 章介绍的 MPPT (最大功率点跟踪) 方法就更为适合,它基于开关控制器且只需要最少的系统信息。另一方面,工作点在最大能量点巨幅振荡,这对于电能质量和机械可靠性是非常不利的。

以上方法都有一个共同的目标,就是最大化能量效率,但是忽略了跟系统可靠性有关的可能缺点,主要是受一些大的控制输入的影响。在 Novak、Ekelund (1994) 和 Ekelund (1997) 的文章中指出,在湍流风场的 λ_{opt} ,只有在发电机转矩变化很大(会有特别高的机械应力)的情况下才能保持不变。因此,传动链的辅助机械疲劳能够通过迫使发电机转矩变化 $\Delta\Gamma_G(t)$ 最小化来降低。发电机转矩变化是控制器的输入,在最佳工作点附近,如 Ekelund (1997) 用综合的优化标准表示如下:

$$I = \underbrace{E\{\alpha \cdot [\lambda(t) - \lambda_{opt}]^2\}}_{I_1} + \underbrace{E\{\Delta\Gamma_G^2(t)\}}_{I_2} \rightarrow \min \quad (4-11)$$

式中, $E\{\cdot\}$ 是统计平均值。第一项表示能源效用最大化,而第二项表示转矩控制的变化最小化。这两项之间的权衡是由权重系数 α 来调节的。解决线性动力系统参数对平均风速依赖性问题的方法是增益调度自适应结构和状态重构的一个观测器。该观测器使用高速轴转速 Ω_h 作为可测量的输出。通过这个理论,可

以搭建一个如图 4-24 所示的自适应控制结构框图，这一结构允许依据给定的工作点表达不同的控制目标。

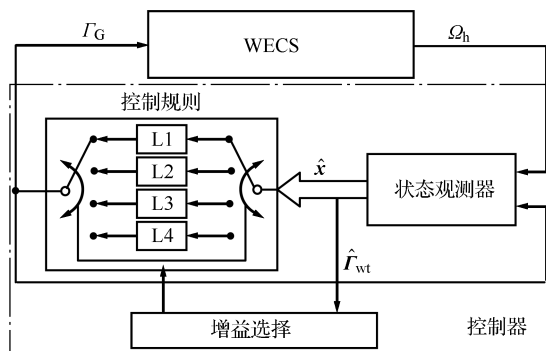


图 4-24 Ekelund (1997) 提出的自适应控制器结构

除了复杂性外，这套自适应结构的缺点还在于要求知道十分准确的转子特性。例如，在每一个工作点必须计算转矩参数 $\gamma(t)$ ，并且需要已知功率系数曲线 $C_p(\lambda)$ ，而这个曲线一般都是未知的。

对该控制对象使用哪种控制器在任何经典的增益调度设计中都几乎找不到现成的方法。方法可能会从相关控制器到多种工作点之间的简单切换，变化到十分复杂的插值策略 (Shamma, 1996)。

在文献 Munteanu 等 (2005) 中，对正常工作（部分负荷）区域随意地定义了要最小化的能量可靠性约束，目的是要消除，如果可能的话，自适应结构和减小需要的反馈量。因此，本书提出的最优控制策略可在不采用自适应结构时优化公式 (4-11) 中的标准。这个方法称作频率分离原则，即通过使用低通滤波器分离在 Van der Hoven (范德豪威尔) 风模型 (Nichita 等, 2002) 中湍流 (高频) 和低频风速分量。这两个分量——式 (3-1) 中的低频和湍流分量——对被控对象的动态性能的影响在两个完全不同的频率范围内。相应地，所提出的控制结构由两个环构成，分别由低频和湍流分量控制。这种结构降低了闭环系统在稳态工作点的灵敏性，这将在第 6 章中详细介绍。

减轻机械负荷是所有 WECS 运行模式共同关注的一个问题（如变/定速、定/变桨距 WECS）。风大的时候，比如当系统在功率限制的状况下运行，参考量是由 LQG（线性二次型高斯）优化控制来给定的 (Boukhezzer 等, 2007)。柔性传动链 WECS 是在额定工作点附近线性化的；其中状态矢量 $\mathbf{x}$ 是由跟其标称值有关的关键变量的偏差组成的。优化控制器决定桨距角偏差 $\Delta\beta$ ，由此最小化一个典型的性能指标，其形式如下：

$$J = E\{\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \alpha \cdot (\Delta\beta)^2\} \quad (4-12)$$

式中，参数 α 表示控制成本。WECS 在满负荷条件下运行时的控制方法更多地考虑了塔筒的动态影响，在 Lescher (2006) 的文章中有相关的描述。同时达到功率限制和减少机械负荷的要求成为一个多目标优化问题，即要使得 H_2/H_∞ 范数最小化。

4.6 整体运行的增益调度控制

Bianchi 等人 (2005, 2006) 提出了处理 WECS 控制器的多目标优化控制，该控制器对线性变参数 (LPV) 系统 (Apkarian 和 Adams, 1998) 使用增益调度技术。增益调度控制因此能进行系统的设计，以保证稳定性和整个工作范围内的性能指标。的确，这种方法允许把作者所谓的“控制策略轨迹”在整个风速变化域内的风速-转速-桨距角空间内定义为一个唯一的 3D 轨迹。对于定桨距 WECS 的情况，这个轨迹就变成了一个平面 (见图 4-25b)。在图 4-25a、b 中都有 3 个区域：低风速时的能量优化区 (I)，高风速时的额定功率调节区 (III)，以上两个区域的中间是额定转速调节区 (II)。

在每个工作区域内不再定义别的控制目标，但是有一个目标是权衡跟踪控制策略轨迹和最小化控制成本之间的关系的问题。这个问题可以转换为一个带有线性矩阵不等式约束的凸优化问题。设计过程就类似于 H_∞ 综合过程，并且只跟一个控制器而不是一簇控制器有关。第三个控制目标——例如减小传动链内部的循环负荷——和功率调节都分别满足了。

作为例子，LPV 建模的主要方法和 Bianchi 等 (2006) 针对定桨距柔性传动链 WECS 的增益调度设计将会稍后进行简要介绍。

一个 LPV 模型表示一套线性时变 (LTV) 模型，参数为一套时变参数 $\theta(t)$ ，其值为一个有界集 Θ 。这样的话，一个 LPV 模型就是将线性化柔性传动链模型

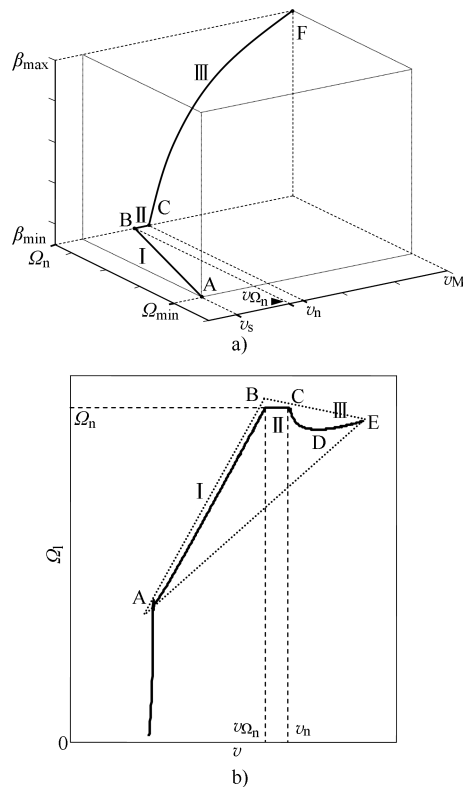


图 4-25 控制目标轨迹曲线
a) 变速变桨距 WECS b) 变速定桨距 WECS

[方程 (3-68)] 和被控电机模型放在一起得到的。因为发电机通常是用恒磁链策略控制的, 其 (通常为线性的) 转矩特性在控制作用下仍然保持平行地移动。因此, 这个特性的一个很好的近似为 (也可以见图 3-23)

$$\Gamma_G = K_l (\Omega_h - \Omega_{h0})$$

式中, Ω_{h0} 是零转矩速度, 并且起着控制输入的作用。综上所述, 定桨距柔性传动链 WECS 的一个 LPV 模型可以写成:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\theta) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_v(\theta) \cdot \Delta v + \mathbf{B}(\theta) \cdot \mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot \mathbf{u} \end{cases} \quad (4-13)$$

式中, 状态变量、输出、参数和控制输入分别是

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [\Delta\Omega_l \quad \Delta\Omega_h \quad \Delta\Gamma]^T & \mathbf{y} = [\Delta\Omega_h \quad \Delta\Gamma_G]^T \\ \theta = [\bar{v} \quad \bar{\Omega}_l]^T & \mathbf{u} \equiv \Delta\Omega_{h0} \end{cases} \quad (4-14)$$

该系统有两种输入: 控制输入 $\mathbf{u}$ 和扰动 Δv (也就是风湍流)。下面的 H_∞ 综合法, 控制目标必须转化成使一个输入输出算子的范数最小化的等效形式。因此输入 $\mathbf{w}$ 、输出 $\mathbf{z}$, 叫做表现输出或失误, 并且应选择权重函数。开环系统和选择的权重函数组成了扩展装置, 其数学描述见图 4-26 [由方程 (4-13) 和选择的权重函数推得]。

下一步, 就是必须要找出一个 LPV 控制器 $[\mathbf{A}_c(\theta), \mathbf{B}_c(\theta), \mathbf{C}_c(\theta), \mathbf{D}_c(\theta)]$ 能够使算子 $T_{zw} : \mathbf{w} \rightarrow \mathbf{z}$ 的导出的范数 L_2 最小。这样的话就可以保证以 $\mathbf{w}$ 为输入、 $\mathbf{z}$ 为输出的闭环系统 (见图 4-26) 稳定, 并且表现输出 $\mathbf{z}$ 的范数 L_2 对所有比整范数更小的输入 $\mathbf{w}$ 变小。

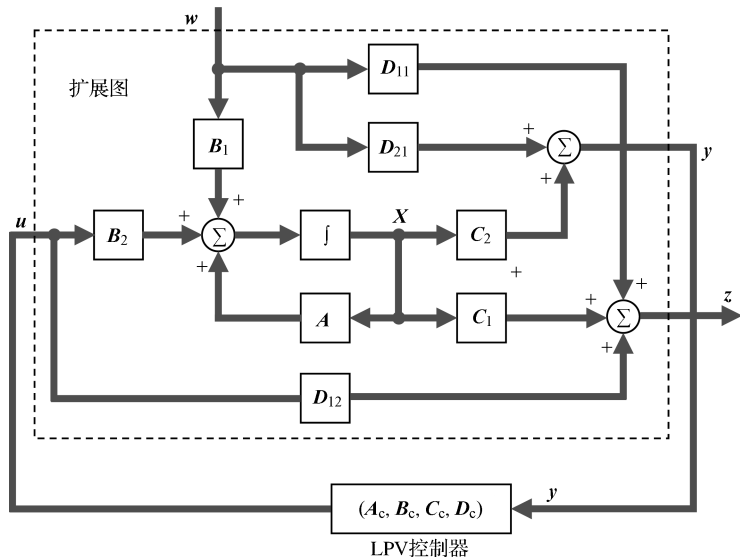


图 4-26 带有 LPV 控制器的变速定桨距 WECS 的框图

该控制器通过解一个在 LMI (线性矩阵不等式) 类型约束下的凸状最优化问题进行有效的计算。因为基于方程 (4-13) 的 LPV 模型有仿射参数 θ , 后者存在于集合 Θ 中, 该集合包含于一个凸多面体中 (有三个顶点, 见图 4-25b 的虚线部分), LMI 约束在多面体的顶点处被校验是充分的。设计的流程必须找到李雅普诺夫函数, 由此得到三个线性时不变控制器。LPV 控制器最终作为这三者的一个加权线性组合体而进行计算。

4.7 WECS 中的发电机控制

发电机的运动控制通过在转换链中引入一些电力电子装置来实现。因此, 不像恒速风力机那样, 转速在很大范围内是可变的, 容许在 ORC 上配置工作点, 而与风速值无关。尽管空气动力效率更好, 但 WECS 中电力电子变换装置的引入包含了附加的功率损耗。但是这种技术却有着更多的优点, 比如对输出功率的调节。

由于发电机表现出双重特性, 其作为发电机的运动控制与电动机非常相似, 也就是说可以使用相同的硬件和相同的控制逻辑。风力机提供旋转力或多或少是严格地和发电机连接在一起的, 因此可以通过发电机转矩控制来实现保持恒速。简单地说, 就是通过对产生的电压进行调整, 发电机带负荷时多时少, 所以其电磁转矩产生变化。转子——发电机轴节的稳定工作点继而移动到另一个位置, 同时风力机转子速度改变。根据可得到的测量值, 可以建立不同的控制系统。其中大部分预设转矩 (电流) 控制或速度控制。

4.7.1 感应发电机的矢量控制

一种包含一个交-交电压源型背靠背式变流器的结构在感应电机的运动控制上应用较为普遍。该变流器也通过直流电路的方式使得电机与输电网电压间绝缘。交-交变流器的控制输入来自一个矢量控制结构 (Bose, 2001), 该结构采用 (d, q) 结构制成的感应电机。基于该技术, 在转矩建立时间和振荡方面能够获得很好的效果, 使得这种控制适合于风能转化应用。

矢量控制的原理, 由于其模型与 DFIG 非常相似, 这里只对基于 SCIG 的 WECS 情况进行说明。虽然如此, 因为发电机的控制输入在提到的这两种情况 (定子与转子电压) 中不同, 所以主要在磁通方向方面, 构造控制器也有一些微小的区别。

SCIG 运动控制

基于 SCIG 的 WECS 和输电网相连接的蓝图如图 4-27 所示。通过控制发电机转矩, 电机侧的电力变流器 (图 4-27 中的 A) 可以使高速轴转矩变化, 因此使风力机能够处于不同的速度之下。在控制电压和输出电压的频率时, 电网侧的变流器 (图 4-27 中的 B) 用来把生产出的电能 (通过直流电压调整) 传输到

主电路。一些和注入电网的电能有其他参数（也就是功率因数或谐波）也能得到改善。与控制目标一致——即 SCIG 运动控制——这两个电力变流器被视为理想的（也就是施加的三相电压没有动态损耗和功率损耗）并且是独立受控的。由于它主要与电网接口有关，变流器 B 的控制不包含在本章节部分，其作用将会在 4.8 节中详细论述。

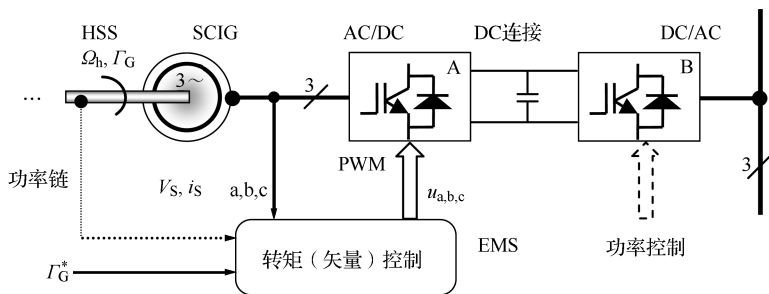


图 4-27 SCIG 类型发电系统拓扑结构

发电机的转矩控制通过对变流器 A 进行合适的控制来实现（Peña 等，2000；Bose，2001）。控制器必须根据所预定的电磁转矩提供 V_d 、 V_q 电压和定子连续变化位置 θ_s ，这些参数可在参考坐标轴上用来计算定子电压的幅值和频率（ $V_{s\alpha, \beta, c}$ 和 ω_s ）。

假设分别控制感应电机的电磁转矩和磁通量。该方法从根本上依赖于在 (d, q) 旋转坐标上转子磁通量 Φ_R 沿 d 轴的径向分布。电磁转矩表达式包含两个转子磁通量 Φ_{Rd} 、 Φ_{Rq} 和由式（3-31）求得的定子电流，可表示为

$$\Gamma_G = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} (i_{Sq} \Phi_{Rd} - \Phi_{Rq} i_{Sd})$$

考虑到既然转子磁场沿 d 轴径向分布，这也就是说可以舍去 Φ_{Rq} （ $\Phi_{Rq} \approx 0$ ）而得到一个新的转矩表达式。方程（3-34）和方程（3-35）给出了转子电流的动态变化，也可改写为方程（4-15）最后两个表达式的变形：

$$\begin{cases} \Gamma_G = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_R} i_{Sq} \Phi_{Rd} \\ \frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} + \Phi_{Rd} = L_m i_{Sd} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{L_m R_r}{\Phi_{Rd} L_r} i_{Sq} \end{cases} \quad (4-15)$$

由 SCIG 模型 [方程（3-37）] 中的方程（4-15），以电动机惯例，建立多输入多输出数学模型，该模型以 $[V_{Sd} \ V_{Sq}]^T$ 为输入矢量，以 $[\Phi_{Rd} \ i_{Sq}]^T$ 为状态矢量（Leonhard，2001）：

$$\begin{cases} \Phi_{Rd}(s) = M(s) \cdot [V_{Sd}(s) + N(s) \cdot I_{Sq}(s)] \\ I_{Sq}(s) = P(s) \cdot [V_{Sq}(s) - R(s) \cdot \Phi_{Rd}(s)] \end{cases} \quad (4-16)$$

式中，

$$\begin{cases} M(s)=\frac{1}{\left[\left(R_S+\sigma L_S \cdot s\right) \frac{1+L_R / R_R \cdot s}{L_m}+\frac{L_m}{L_R} \cdot s\right]}, N(s)=\omega_s \cdot \sigma L_S \\ P(s)=\frac{1}{R_S+\sigma L_S \cdot s}, R(s)=\omega_s \cdot\left(\sigma L_S \cdot \frac{1+L_R / R_R \cdot s}{L_m}+\frac{L_m}{L_R}\right) \end{cases} \quad (4-17)$$

分析该模型可得出 d 轴和 q 轴的关系，见图 4-28a。基于该模型可以分别控制两个状态，而最后发电机转矩值使用简单的 PI 控制——能够满足某些动态性能指标——和一个解耦校正（Bose，2001；Williams 和 Antsaklis，1996），以使 $V_{Sd} \rightarrow \Phi_{Rd}$ 和 $V_{Sq} \rightarrow i_{Sq}$ 的转化通道正交化（见图 4-28b）。

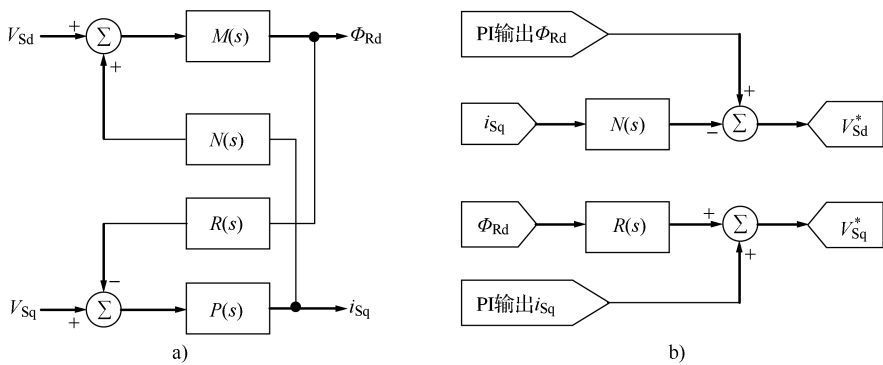


图 4-28

a) 转子定向 SCIG 模型 b) 带有前馈补偿的 d-q 解耦状态反馈

图 4-29 包含了在使用转矩控制笼型感应电机方面广泛应用的一个矢量控制结构。它主要由两个解耦环组成：第一个是保证感应电机磁场导向的转子磁通

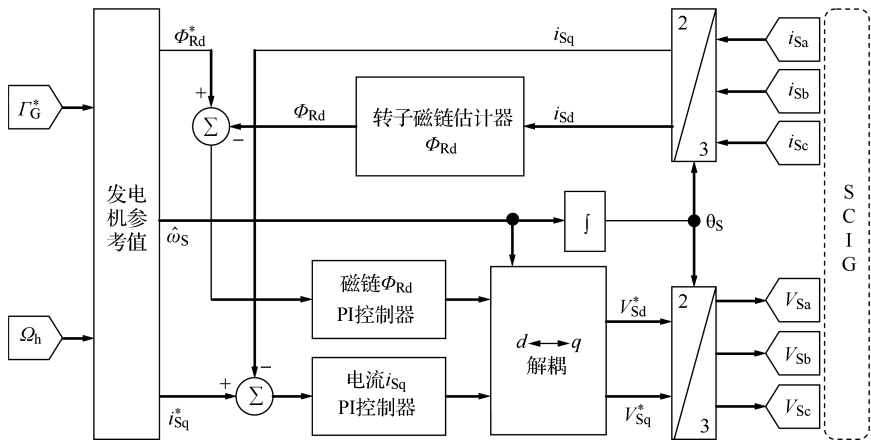


图 4-29 SCIG 矢量控制

环用以控制 Φ_{Rd} ，第二个是一个施加电磁转矩的转矩环用以控制 i_{Sq} 。

由于该控制结构容许非常快而精准的转矩响应，在该矢量控制策略中好的 PI 参数选择可以获得一个毫秒级的 EMS（能量管理系统）时间常量 T_G ，所以支配子系统 S_2 （见图 3-1）运转的现象发生得远比全局 WECS 动态变化快。这样当在特殊需要的情况下，就可以在全局 WECS 的动态变化中忽略子系统的动态变化。

DFIG 运动控制

DFIG 电网连接和著名的静态 Kramer 驱动（见图 4-30）有相同的硬件。与 SCIG 不同，DFIG 更为灵活，在亚同步（正转差）和超同步（负转差）情况下均能作为发电机工作。考虑一个理想的电力电子变流装置，发电机输出功率 P_{grid} 为定子和转子功率的总和：

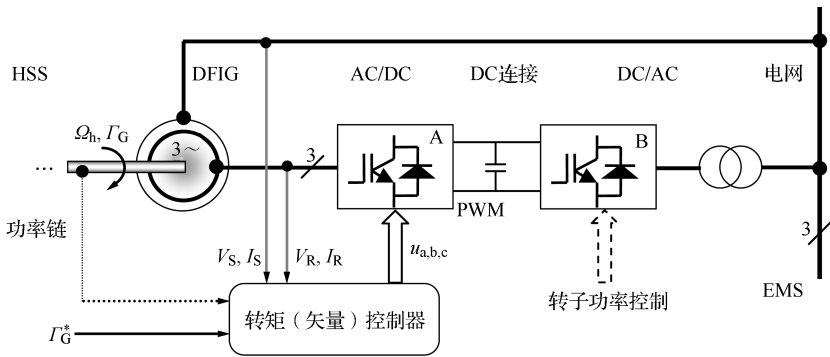


图 4-30 并网型 DFIG 结构

$$\begin{cases} P_{\text{stator}} = \frac{P_{\text{grid}}}{1-s} \\ P_{\text{rotor}} = -s \cdot P_{\text{stator}} \end{cases} \quad (4-18)$$

式中， s 为转差率， $s = 1 - \Omega_h / \omega_s$ 。因此，在亚同步工作模式下，转子从输电网获得功率（正）；相反地，在超同步工作模式下，转子为输电网提供功率（负）。这两种情况下定子都提供能量给输电网。方程（4-18）说明通过电力电子变流器传输的功率比发电机额定功率小得多。对比之前描述的情况，变流器额定功率减少了，转速只在一个小范围内变化，同时注入电网的无功功率也小了。

DFIG 矢量控制和在 SCIG 的情况下基于同样的原理。其中一个不同之处是转子磁通在沿 (d, q) 坐标的 d 轴径向分布和定子磁场转向同步（Peña 等，1996；Hofmann 等，1997）。控制输入是 (d, q) 坐标中的转子电压，总的控制结构见图 4-29。

总之，该控制结构以电压源型逆变器的方式为感应电机反馈功率，因此可以非常快速地控制风力机的高速轴。它也能很容易地被嵌入到一个速度或是功率控制系

统中，因此可以施加 WECS 转速（Bose，2001）或者有功功率（Pöller，2003）。

4.7.2 永磁同步发电机的控制

一般说来，永磁同步发电机在低、中功率的 WECS 应用中使用更多。其运动控制和作为电动机使用时有许多相似之处，当然也和感应电机类似。根据在特定应用中使用的电力电子变流装置，可以使用不同的转矩控制算法，在嵌套的速度-转矩系统中控制同步电机的工作（Bose，2001）。

全控整流-逆变对通常和用于变速运行的矢量转矩控制结构一起，用于中等功率的 WECS（Chen 和 Spooner，1998；Schiemenz 和 Stiebler，2000；Akhmatov，2003）。对较小的系统来说，应首选二极管整流-斩波-逆变结构，因为这种结构操作简单而且成本效率降低得少（Higuchi 等，2000；Amei 等，2002；Song 等，2003；Knight 和 Peters，2005）。和在感应电机中的情况一样，逆变器被用来作为电网接口，而整流-斩波对被用来控制 PMSG 的输出电流/转矩，如图 4-31 所示。

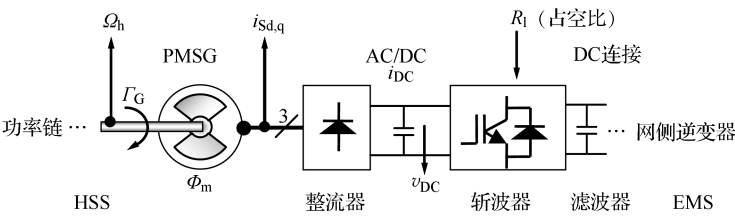


图 4-31 小功率 PMSG 的电磁系统结构

在定子电路中，受控斩波器可等效为一个负荷电阻 R_l ，其值取决于它的工作周期。直流电流和发电机负荷也会因此随着 R_l 的变动而变动。这就意味着在 (d, q) 坐标中发电机电压会以相同的速率变化，并且电流 i_{sd} 和 i_{sq} 也会受影响。

基于 PMSG 的 WECS 变速调节通常通过输出功率或转速控制系统来实现。图 4-32 给出了在负荷电阻变化的情况下转速和电功率的系统响应。这给出了一

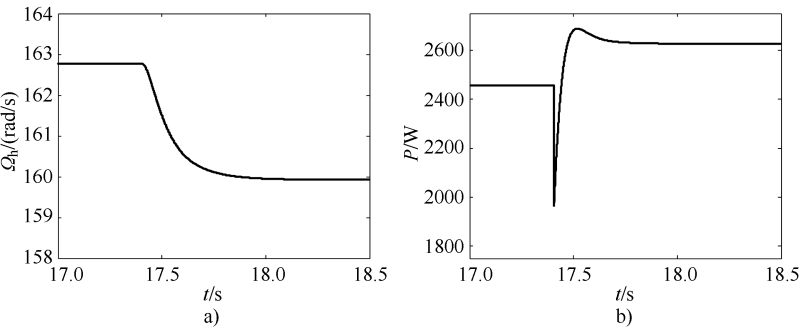


图 4-32 R_l 变化的阶跃响应
a) 转速 b) 有功功率

些和被用来控制电磁变量的控制器结构相关的一些信息。

文献中的控制结构有许多不同点。由于 $\Omega_l - T_{wt}$ 平面能够轻易地变换到 $i_{DC} - v_{DC}$ 平面, 因此控制系统能够观察直流电路中的电变量。常常可以用一个包含 PI 电流调节器的本地控制系统来施加某一特定值的直流电流 i_{DC} 。

4.8 并网运行和电能质量评估控制系统

电力系统的稳定性及其控制的一个主要问题就是保持供需功率平衡。风速固有的波动特性, 使得风力机随着装机容量的增大, 会对电力系统产生更大的影响。

风力发电对电网的动态稳定性和电能质量均有影响。

4.8.1 电力系统稳定性

由于 WECS 的重要性与日俱增, 电力系统对风电的依赖性日益增强, 随之稳定性也就变得越来越脆弱了。因此, 风力机群的容量 (尤其是风电场群) 对常规电厂的影响越来越重要。

根据电力系统控制和稳定性的不同需求, 电力控制要求 (Sørensen 等, 2005):

1) 功率/频率控制能力主要集中在:

- 一次调频控制——快速, 自动调整功率, 达到调频目的;
- 二次调频控制——较慢, 自动或手动地将功率调整到系统操作员在任何

时候设置的参考功率。

2) 电压控制能力, 主要涉及调节无功功率, 达到调压目的。

3) 动态稳定性, 主要是在一些特定的电网故障情况下, 风力机保持和电网连接的能力。

现代风力机/风电场要求提供先进的电网支持, 比如对有功功率/频率控制和无功功率/电压控制不同的控制功能。

比如说, 在有功功率/频率控制方面, 丹麦 TSO 标准要求包含了许多不同的功率控制: 绝对功率控制、恒定功率偏差 (delta) 控制、平衡控制、停止控制、斜坡控制, 以及快速下降调整以支持系统保护。除此之外, 也需要自动频率控制。

平衡控制是一种通过控制使风力机/风电场产量减少到恒定水平的方法, 如图 4-33 所示。相反地, 也就是 (受控) 供需电能之差不是常量。

Delta 控制是指风力机/风电场发电量以某种恒定偏差 (delta) 减少, 如图 4-33b 所示。Delta 控制的优点是一定量 (delta) 的储存能量通常可被利用, 并且能被用在自动主频控制上。

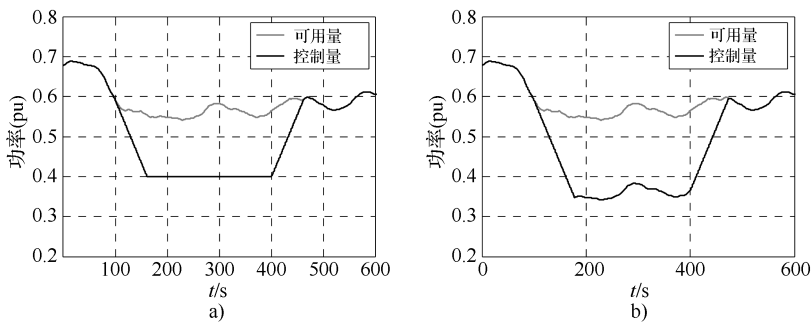


图 4-33
a) 平衡控制 b) 恒定功率偏差控制

自动频率控制包括下降区和死区，如图 4-34 所示。在正常工作情况下（无主动平衡或 delta 控制），功率设置点 P_0 会等于可利用最大功率 $P_{\max}$ ，图 4-34 中的功率-频率特性曲线将只有超频段的下降区，因为没有储存电能可供低频段利用。

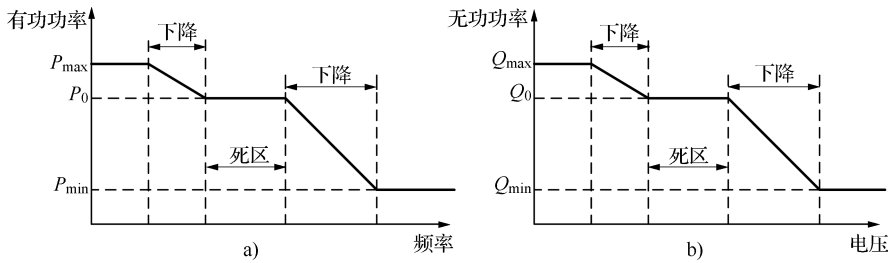


图 4-34
a) 主频率控制 b) 自动电压控制

根据丹麦 TSO 标准，风力机/风电场的无功功率/电压控制要求是，来自大的风电场的无功功率能够被控制在一个靠近单位功率因数的特定区间。虽然如此，大多数风力机也能够提供更多先进的在电网支持方面有用的无功功率控制。依技术和电路设计的不同，这些风力机一般会有一些额外的无功容量，虽然可利用的无功功率一般取决于有功功率，这和它在电力系统中对其他发电单元所起的作用一样。这种依属关系见 PQ 图解（Lund 等，2007）。额外无功容量既可用于控制恒无功功率或者恒功率因数，也可用作自动电压控制。

一个标准的无功功率/电压控制策略是组合下降区和死区控制，其说明如图 4-34 所示（Sørensen 等，2005）。

综上所述，虽然电力系统稳定性控制通常是由风电场来实现，但依赖于单台风力机的控制能力，尤其是无功功率的控制能力。风力机无功控制相关的最

新技术如下所述。

定速风力机的无功功率控制是有限的。定速风力机的概念，也就是所谓的“丹麦结构”如图4-35所示。它们使用笼型感应发电机，需要从电网汲取无功功率。风力机装有用于无功功率补偿的电容器组，不能实现无功功率控制。

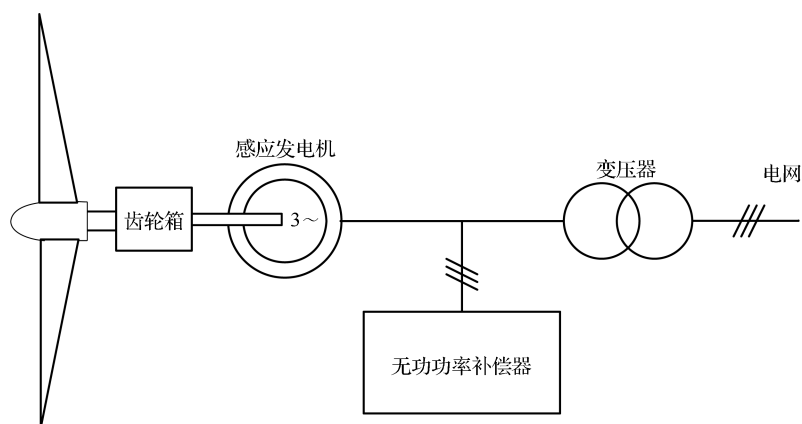


图 4-35 定速风力机

半变速风力机装备有双馈感应发电机（DFIG），定子直接和电网相连，而转子经背靠背式的变流器连接到电网。速度可在同步速度的30%范围内变动。DFIG风力机概念的主要优点是整流器额定值是发电机额定功率的一部分。通过背靠背式的变流器可以完全控制有功功率 P_{ref} 和无功功率 Q_{ref} ，如图4-36所示。

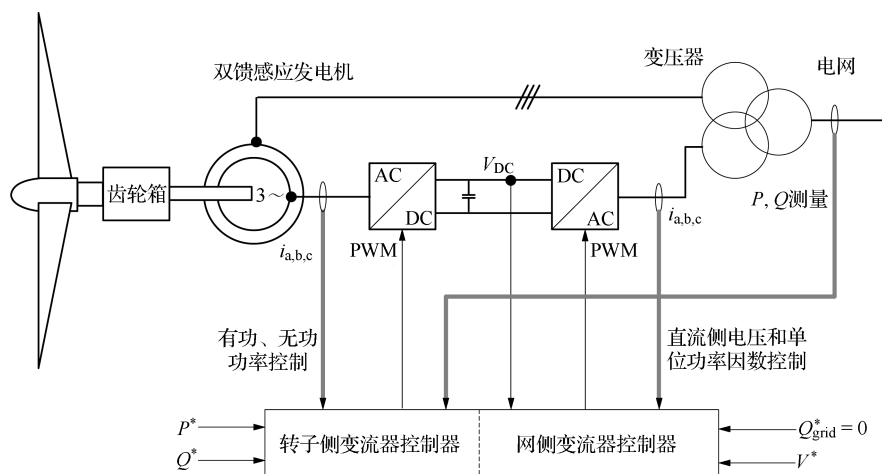


图 4-36 DFIG 风力机

在该结构中，有两个主要的控制单元：转子侧变流器控制和网侧变流器控制。

转子侧变流器在一个定子磁通的 dq 坐标系中工作，通过转子电流实现对有功功率（ q 轴）和无功功率（ d 轴）的解耦控制。该控制由一个级联结构组成，该结构有一个快速内部电流环和一个慢速外部功率环，如图 4-37 所示（Pöller, 2003; Iov, 2003; Akhmatov, 2003）。电流控制器的输出是脉宽调制因子 P_m （其 d 分量和 q 分量分别为 P_{md} 和 P_{mq} ），该因子是 PWM 控制器的控制变量。

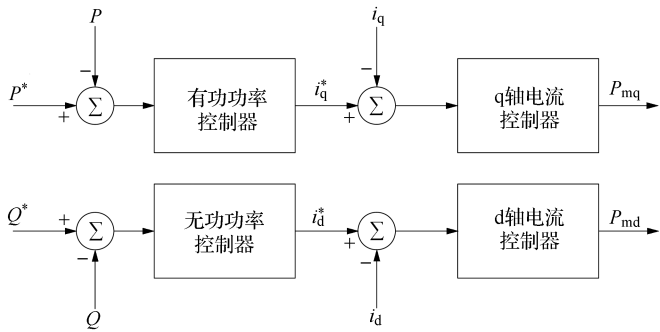


图 4-37 转子侧变流器控制

网侧变流器保持直流侧电压恒定，与转子功率的大小和方向无关，并且确保输出电压和电流的质量符合标准。通常变流器工作在单位功率因数下（Iov, 2003）。网侧变流器的控制原理如图 4-38（Pöller, 2003）所示。

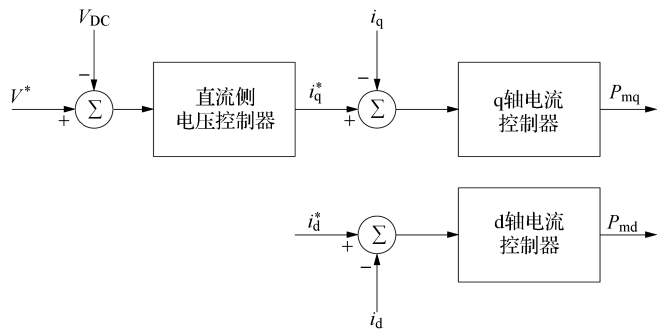


图 4-38 网侧变流器控制

和转子侧变流器控制相似，网侧变流器电流的有功和无功部分通过一个快速内部电流环来控制。直流侧电压由一个决定 q 轴电流部分设置点的慢速外部控制环控制，目的是维持一个恒定的直流侧电压。

变速风力机既可使用异步电机也可使用同步电机，它们的定子通过一个全功率的背靠背式变流器连接到电网，如图 4-39 所示。

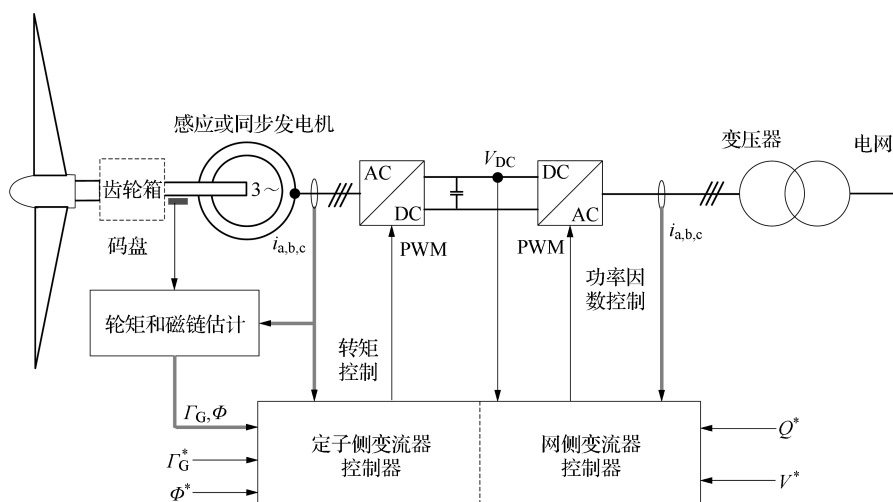


图 4-39 带有全功率变流器的变速风力机

有功和无功率完全通过变流器控制。网侧变流器的控制和 DFIG 风力机中的（见图 4-36）相似。定子侧变流器控制策略如图 4-40 所示（Iov, 2003）。

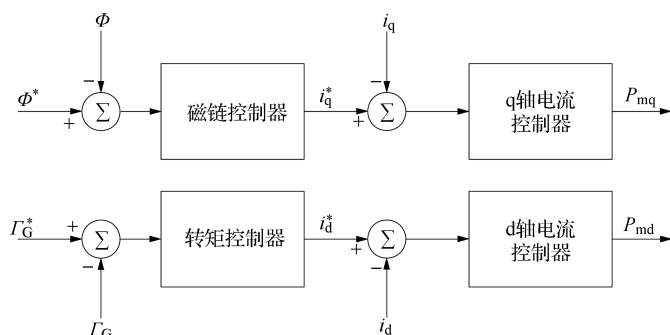


图 4-40 定子侧变流器控制

间接转子磁链定向控制因其控制简单，通常应用在笼型感应发电机中。磁通（q 轴）和转矩（d 轴）通过定子电流控制。转矩参数由一个最大化的功率提取控制决定，而转子磁化电流参数是转子转速的函数，为了简便，可以令其为常数（Iov, 2003）。

4.8.2 电能质量

和风力机有关的“电能质量”指的是风力机发电系统的电气性能（Ackermann, 2005）。风力机对功率和电压质量的主要影响是电压改变和波动——造成闪变，以及带电力电子装置的风力机产生的谐波。

闪变

由于风的随机性，风力机的输出功率会有很大的波动，从而导致电网电压会有波动和闪变。

闪变是指电压波动对白炽灯亮度的影响和随后给用户带来的干扰 (Mirra, 1988)。风力机造成的闪变主要是风速变动造成的：气流的梯度（风切变）、塔影效应 (Larsson, 2002) 和由于旋转轮换采样效应造成的随机波动。综合上述现象，对一个三叶式的风力机来说，每运转一周就会出现三次功率跌落。该频率为我们所熟知，在文献中指 $3p$ 。并且对并网运行的风力机输出功率的频域分析可知，也会有 $6p$ 、 $9p$ 、 $12p$ 、 $18p$ 的成分 (Thiringer, 1996)。

由于气流波动较大，闪变度在高风速下会增加。对定速风力机而言，闪变度从低风速到高风速增长大约 3 倍，而变速风力机的闪变度和风速一同增长到额定风速值，变速系统会缓和功率波动，因此也缓和了闪变 (Sun, 2004)。风力机产生的闪变度和所使用的技术密切相关。变速风力机产生的闪变比定速风力机小得多。据 Papadopoulos 等人的观点 (1998)，使用变速风力机可以减少 4 倍的闪变度。其他影响闪变度的因素是在风力机的 PCC（公共连接点）上的短路容量和电网阻抗角，其中短路容量与闪变度成反比。如果选取合适的值，有功功率流变动引起的电压变化可以与无功功率流变动引起的电压变化相抵消，因此电压波动和闪变度也会减少。决定性的因素是电网阻抗角和风力机功率因数角的差 (Papadopoulos 等, 1998)。

可以通过辅助设备，比如有功功率补偿和能量储存装置，来缓和并网运行的风力机的闪变。可以在文献中找到使用静态无功补偿缓和闪变的例子 (Kubota 等, 2002)。在缓和闪变方面使用 STATCOM（静止同步补偿器）比 SVC（静止无功补偿器）更具优越性 (Larsson 和 Poumarede, 1999; Saad-Saoud 等, 1998)。

根据国际电工委员会 (IEC) 标准，闪变通常每隔 10min 给出一个“短期严格值”， P_{st} 作为估计值。建立一个闪变表模型，该模型包含表示人眼对 60W、230V、50Hz、双卷丝白炽灯的光线变化反应的权重曲线。闪变表的输出以每单位闪变电压的形式给出，该单位在 50% 的人观察阈值内，能够造成明显的和令人不适的灯光闪变 (IEC 1997)。

谐波

现在使用的变速风力机装备了变流系统，主要是 PWM 逆变器，使用绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)。这种逆变器的主要优点是有功和无功率率都能得到很好的控制，但它也有缺点，那就是它会产生主要在几千赫兹范围内的谐波电流。

谐波电流的测量是电能质量测量的最大难题之一。要求精度高，即使对高

频也是如此，因为测量涉及在额定电流 0.1% 范围内的边带谐波。

谐波电压 u_h ，其中 h 是谐波阶次（也就是 50Hz 的整数倍），能够用与它们相关的幅值进行独立估计（Ackermann, 2005）：

$$u_h = \frac{U_h}{U_n}$$

据 EN 标准（1995），10min 意味着每个 u_h 的有效值必须在一星期当中 95% 的时间内比图 4-41 中给出的极限值要小。

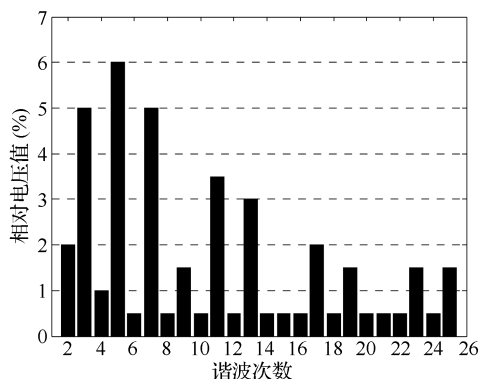


图 4-41 相应的电压谐波；归一化后的相电压，根据 EN 50160 标准

进一步说，根据式（4-19）算出的电压总谐波畸变率（THD）必须 $\leq 8\%$ ：

$$\text{THD} = \left[\sum_{h=2}^{40} (u_h)^2 \right]^{1/2} \quad (4-19)$$

关于高次谐波，虽然 EN 没有指定任何界限，却申明高次谐波虽然非常难以预测但是通常很小。

关于风力机谐波规范，结论是使用感应发电机的风力机直接和电网相连（没有变流器），并不会使电压波形产生畸变。但是如果考虑使用带变流器的变速风力机，它们产生的谐波电流就会影响电能质量。在这种情况下，就必须加装滤波器以减少谐波。

第 5 章 基于能量效率准则的 WECS 优化控制设计方法

5.1 问题陈述和现状

正如本书前几部分的详细介绍，WECS 优化运行的定义为：在风速变化范围内，当 WECS 运行在部分负荷区时能从气流中获得最大的可用能量。由于变桨距风力机在部分负荷区运行在定桨距状态下，所以对于定桨距和变桨距运行，能量优化均意味着系统运行在最优叶尖速度比 λ_{opt} 下。优化运行还可以表示为对最优轴转速 $\Omega_{\text{opt}} = v\lambda_{\text{opt}}/R$ [式 (4-2)] 进行跟踪，这对于变速运行是完全可以实现的。因此，仅仅考虑定桨距 WECS 的运行情况并不失一般性。

由于风力机具有转动惯量，因此系统不能准确跟踪风速的变化，但是能够密切跟踪机械负荷的变化。在这种情况下，对动态性能的优化就成为一个必要的控制目标。依据 WECS 模型的类型，优化控制策略可以分为两类，在下面将分别加以介绍。

在变速 WECS 控制器的发展进程中，出现过很多应用于各种 WECS 类型（包括永磁发电机、多极同步发电机、双馈感应发电机等）的控制策略。由于风的不稳定性、WECS 的非线性变化、系统信息（必要信息）的低可靠性和其他一些未知因素等，所以出现了如此多的控制方法。一般来说，WECS 控制领域中，根据已知模型/参数的假设、可测变量和 WECS 模型的不同，控制方法也不同。

5.1.1 非线性模型下的优化控制方法

最大功率点跟踪（MPPT）

在文献中，这项技术是以它的简称 MPPT 出现的。MPPT 的目标是根据从静态功率特性和系统中获取的少量信息，使 WECS 在最大功率点附近运行（在安全极限内）。其中，风力机风轮的功率特性是完全未知的，但是 WECS 的一般性能参数（如额定功率、额定转速、总的轴转动惯量等）是已知的。高速轴转速 Ω_h 和发电机的有功功率 P 是系统中唯一可以测量的变量。

本策略的基础是功率计算和利用爬山算法的转速梯度计算。在获得这些信息之后，可以计算出 $\partial P / \partial \Omega_h$ 的值，此值表示的是功率曲线上静态运行点（OP）与最高点（0 对应于最大功率值）的相对关系。本方案所用的变速控制系统（见图 4-1）如图 5-1a 所示。

开关控制逻辑（基于异或门）的目的是保持 $\partial P / \partial \Omega_h$ 为最小值，它以一个恒

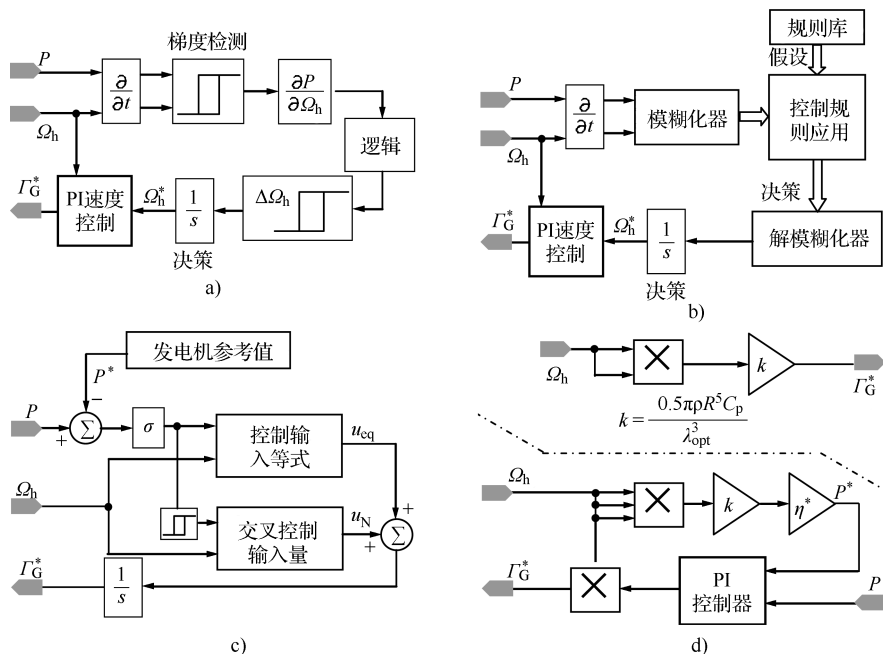


图 5-1 WECS 非线性控制方法

a) MPPT b) 模糊 c) SMC d) OOP

定变量 $\pm \Delta\Omega_h$ 更新发电机矢量控制模块中的速度值 (Schiemenz 和 Stiebler, 2000; Bhowmik 和 Spée, 1998; Datta 和 Ranganathan, 2003)。在湍流的风速下, 工作点与最优工作点 (OOP) 偏移非常大, 故可以采用这种策略来进行优化控制。在此方案中, 必须进行风速估计或输入变量的自适应控制, 具体怎样控制取决于 OP 到 OOP 的距离和它们之间的相对变化趋势。

这种方法鲁棒性能好, 不需要太多系统的信息; 缺点是需要对动态条件的变量进行梯度估计。

模糊逻辑控制

此控制的目的是最大限度地捕获风能 (在相同的模型假设下)。由于此控制的逻辑基础与 MPPT 控制的逻辑相似, 故从这个意义上说, 模糊逻辑控制是 MPPT 控制的拓展。本控制的目的是保持工作点运行在最优工作点 (当 $\partial P / \partial \Omega_h$ 值最小时) 附近。对于某个固定的风速来说, $\Delta\Omega_h$ 的值取决于最优工作点和目前工作点之间的距离和后者的速度变化值 (Simoes 等, 1997; Abo-Khalil 等, 2004; Zhang 等, 2004)。在稳态运行时, 通过这种方法可以控制 OP 在 OOP 附近微小地移动, 且动态响应也会有所改善。模糊控制比 MPPT 控制更加灵活。此控制方法最主要的缺点是对控制所需要的条件 (如风速测量点的特性、

风力机的种类等)需要有精确的先验知识。图 5-1b 给出了相应的变速控制系统(见图 4.1)。

滑模控制 (SMC)

滑模或变结构控制 (SMC/VSC) 是一种鲁棒控制方法,它适用于非线性系统。此控制器是一个变结构控制系统,它以高频在几个控制规律之间来回变换。特别地,它的输出可以是一个开/关信号。根据已知的变结构系统理论 (Utkin, 1971),此控制器可以应用非线性控制(开关)来驱动和维持系统运行在一个理想(开关)的超曲面上。由于其具有动态鲁棒性和参数的不确定性,所以不需要得到系统的精确数据。此外,VSC 可以通过系统中存在的电力电子器件来实现。但是由于此策略的控制输入为电磁转矩,它的波动会增加系统的机械应力。

在设计滑面时,要求它具有易接近性和稳定性,这就导致 VSC 设计具有一定的困难 (DeCarlo 等, 1996; Young 等, 1999)。在实际中,VSC 已经用于各种 WECS 结构,用来调节发电质量以满足一般用途的用户对电能的要求 (Long 等, 1999; De Battista 等, 2000; De Battista 和 Mantz, 2004),或者用来调节电能效率和转矩的动态优化 (De Battista 等, 2000)。还可以通过合并切换面来提高滑模控制的灵活性,进而还可以实现多标准优化(例如,获得能量最大化和电磁转矩变化最小化)。

一般,滑模面取决于系统状态、控制输入和时间: $\sigma \equiv \sigma(\mathbf{x}(t), u(t), t)$ 。在系统中进行一些简化假设(例如,忽略桨叶的动态和发电机的响应时间)后,可以得到刚性传动链 WECS 中高速轴的运动方程:

$$\underbrace{\dot{\Omega}_h(t)}_{\dot{\mathbf{x}}(t)} = \underbrace{\frac{\Gamma_{wt}(\Omega_l(t), v(t))}{J_h i}}_{f(\mathbf{x}, t)} + \underbrace{\left(-\frac{1}{J_h}\right)}_{b(\mathbf{x}, t)} \cdot \underbrace{\Gamma_G(\Omega_h, t)}_{u(\mathbf{x}, t)} \quad (5-1)$$

式中, i 为传动链传动比。式 (5-1) 是适用于滑模设计的一个非线性状态模型:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = f(\mathbf{x}, t) + b(\mathbf{x}, t) \cdot u(\mathbf{x}, t) \quad (5-2)$$

切换面反馈作为一个控制输入,其一般形式(见图 5-1c——DeCarlo 等, 1996)为

$$\Gamma_G^* = u(\mathbf{x}, t) = u_{eq}(\mathbf{x}, t) + u_N(\mathbf{x}, t) \quad (5-3)$$

式中,左边第一项 $u_{eq}(\mathbf{x}, t)$ 叫做等效控制输入,它满足轨迹条件 $[d\sigma(\mathbf{x}(t), u(t), t)]/dt = 0$; 第二项 $u_N(\mathbf{x}, t)$ 是一个动态部分,它由闭环系统的稳态条件得到。如果能找到一个李雅普诺夫函数,对该函数求导数以后与该函数相乘所得结果为负,就可以证明它的稳定性。通常,这是一个二次型切换面。

这种方法行之有效,并且非常强大,它只需要相对较少的系统信息,对参数的变化不敏感。在此方法中,抖振 (Decarlo 等, 1996) 是最主要的缺点,特别是在 VSC 中。这种方法会感应出额外的应力,从而对机械子系统产生不利的

影响,还可能对建模中未考虑到的动态特性(例如,叶片的振动或柔性传动链的振动)产生影响,从而产生破坏性的振荡。由此来看,确保足够高的抖振频率是非常必要的。

直接逼近最优运行点

从静态角度看,在相应的瞬时风速时,强迫风轮运行在最大功率 P_{opt} 下,就可以保证在额定功率下(部分负荷区)提高或最大化能量捕获。这就意味着运行点处于最优运行点(OOP)上。也就是说,施加的电磁转矩与对应于最大可用能量的风转矩(用 $\Gamma_{\text{wt}_{\text{opt}}}$ 表示)相等。当运行在最佳叶尖速度比 λ_{opt} 时,风力机获得最大的效率。根据式(4-4)和式(4-5),最大功率与转速的三次方成正比。

图 5-1d(上半部分)表明,由转速测量和式(4-9)可以得到发电机的转矩值。如果想得到功率值,可以采用一个 PI 控制。PI 控制可以改变发电机的机械特性,并且可以得到转矩参考值,如图 5-1d 的下半部分所示。

由于 WECS 控制结构允许在机械负荷的极限范围内对风速进行跟踪,且 PI 控制仅仅取决于风速的缓慢变化部分,故可以采用 PI 控制来实现静态优化。对于湍流的风速,对变量进行过滤是必要的,同时使用兼容的 PI 参数,就可以确保缓慢的闭环动态特性。PI 控制对于参数的变化非常敏感。

反馈线性化控制

由于 WECS 是高度非线性系统,但是非线性部分足够光滑,故可以使用反馈线性化控制作为一个最优控制设计方案(Isidori, 1989)。这种方法适用于电气传动控制(Lee 等, 2000);在各种文献中,也有在基于同步发电机的电网能量转换系统中的应用(chapman 等, 1993; Savaresi, 1999; Akhrif 等, 1999; Wang 等, 1993)。

在这种控制中,经常遇到的一个困难是合成计算的复杂性。特别地,在 WECS 中,叶尖速度中的风转矩系数变化必须以一个高阶多项式来表示,以便于能够适用于所有的运行状态(包括起动部分)。当应用反馈线性化时,则必须使用一个简化的表达式——例如,仅仅使用表达稳态工作时的表达式——否则,设计过程会变得极其困难。

5.1.2 采用线性化模型的最优控制策略

WECS 的稳态优化

对系统进行控制的目标是保持叶尖速度比在最优值 λ_{opt} 。为了得到这个目的,提出了转速跟踪系统的构想(Miller 等, 1997; De Broe 等, 1999),其中的参数 $\Omega_{\text{h}_{\text{opt}}}(t)$ 取决于瞬时风速 $v(t)$ 。对于一个传动链传动比为 i 的 WECS,由式(4-2)可以得到

$$\Omega_{h_{opt}}(t) = i\Omega_{l_{opt}}(t) = i \frac{\lambda_{opt}}{R} v(t)$$

(5-4)

跟踪系统基于一个经典的 PI 控制器（见图 5-1），它的设计过程如下。机械特性曲线和 ORC 曲线的交点是确定的，这一交点处于转矩特性曲线的下降部分；风力机模型即风转矩的表达式就可以在这一点的附近区域线性化，从而对 PI（线性）控制器进行设计（例如，对闭环系统采用极点配置程序）。相应的 WECS 控制结构的例子可以参见图 5-2a，从中我们可以得到以下的认识：

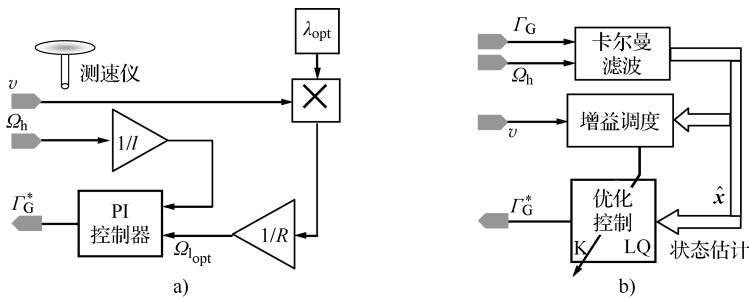


图 5-2 WECS 线性化控制方法
a) 稳态优化 b) LQ 优化

- 一般来说，在机械负荷极限范围内，大惯性的 WECS 不能对风速进行跟踪，只有在稳态运行（缓慢的风速变化）时才可以。
- 快速的风速变化可能会导致可用风能的突然减少，甚至改变系统中的能量平衡，以至于感应电机作为一个电动机运行，同时风力机仅仅相当于一个风扇来运行（Leithead, 1990）；
- 线性模型的参数取决于风速的值，假设耐用性受参数变化影响，那么选择一个 PI 控制将更为合适。

线性二次型（LQ）动态优化

在某一风速下对最优转速进行跟踪会对电磁转矩产生影响，进而会产生额外的机械应力，这样就会缩短机械传动部分的寿命。此外，还会降低风力机的可靠性，增加维修成本，降低风力机的可用性。

若电磁转矩的变化量 $\Delta T_G(t)$ 减小，则会减轻传动链的机械疲劳（Novak 和 Ekelund, 1994；Ekelund, 1997）。Ekelund（1997）通过应用式（4-11）的优化标准，成功地将发电机的转矩变化最小化，从而降低了传动链的机械疲劳。

将式（4-11）的第一个组成部分最小化，就能够确保风力发电机运行在最优附近，但同时也会导致转矩的变化（即上面所述标准的第二个组成部分）。我们引进系数 α 来对两个对立的要求之间进行权衡；此系数能够使控制规律具有很高的灵活性，现阐述如下：如果风速湍流不显著，应重点考虑 WECS 的风能

利用率,从而系数 α 就可以采用一个较大的值;相反,如果风速湍流非常显著,那么重点将是减少机械应力,增加 WECS 的使用寿命,从而 α 需取一个较小的值。

将优化输入作为状态反馈,如图 5-2b 所示 (DeCarlo 等, 1996):

$$u(t) = -\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (5-5)$$

式中,增益矢量 $\mathbf{K}$ 是通过解决高斯(随机)线性二次优化问题[即式(4-11)所表示的准则]得到的(Athans 和 Falb, 1966)。状态矢量 $\mathbf{x}$ 是由低速轴转速变化量和风速变化量(Ekelund, 1997)或风转矩变化量(Munteanu 等, 2005)组成的。

动态系统的参数是由风力机机械特性上的运行点位置决定的,更精确地说,是由平均风速决定的。因此,必须建立一个自适应控制结构以改变由风速决定的增益矢量 $\mathbf{K}$ (见图 4-24)。

QFT 控制

基于定量反馈理论(QFT),可以设计出鲁棒控制器(Horowitz, 1993)。对于参数不确定的非线性系统,采用线性和非线性模型,此控制方法非常有效。其基本思想是通过迭代程序设计来得到期望的性能。这种控制方案已经成功应用于其他方面,例如飞行控制系统(Wu 等, 1998)、弹性机械定位系统、生物技术(Skogestad 等, 1989)、液压系统(Niksefat 和 Sepehri, 2000)等。对于 WECS 来说,当优化目标已经确定时,定量反馈理论技术就可以在电网连接(Torres 和 Garcia-Sanz, 2004)、独立(混合)风力发电系统(Cutululis 等, 2006)中使用。

5.1.3 小结

上述所列的方法并不详尽,到底采用哪一种取决于欲预期的控制目标和现有的可用资料,还取决于系统参数和反馈的相关资料。因此,当控制目标更为复杂、反馈信息更为缺乏时,所选用的方法也会更加先进。上面所述方法中的某些控制方案可能会更加灵活,而且缺点也可能限制在一定的范围之内。MPPT 方法具有只需要很少的参数和反馈信息的优点。PI 控制在稳态工作点附近采用线性化模型,它是最简单的,但其鲁棒控制技术很复杂。当应用在非线性模型中时,滑模控制和反馈线性化控制就会非常合适,并且非常有效。QFT 鲁棒控制可以在频域中满足参数不确定的鲁棒性要求。这些技术目的都是在部分负荷区最大化能量捕获,在本章的后几部分将分别加以介绍。LQ 控制通过在捕获风能和风力机的可靠性之间加以平衡,可以减小机械应力;这种控制方案将在第 6 章中详加阐述。每种方案都有个案研究报告和 MATLAB/Simulink 仿真结果。对于其中一些方案,还给出了专用极点仿真器的实时检验结果。

5.2 最大功率点跟踪（MPPT）策略

5.2.1 问题陈述及文献回顾

最大功率点跟踪是一个非常可靠、鲁棒控制方法（Hilloowala 和 Sharaf, 1994；Wang 和 Chang, 1999；Schiemenz 和 Stiebler, 2000、2001；Tsoumas 等, 2003）。在此控制中使用了极值搜索算法。基本上，该方法采用爬山算法（Datta 和 Ranganathan, 2003；Wang and Chang, 2004；Tan 和 Islam, 2004）来使工作点接近于最优工作点。“爬山”算法可以通过搜索（探测）信号点得到一些（少量）信息，进而对可测量变量的梯度进行估计。

鉴于 WECS 参数（例如，最佳叶尖速度比和空气动力效率的最大值）是未知的，最大功率点跟踪算法的目的是保持工作点运行在最佳工作点附近，它是通过 $\partial P_{wt}/\partial \Omega_l$ 为零这一条件来实现的，其中 P_{wt} 是风力机的捕获功率， Ω_l 是低速轴（LSS）转速。因此，控制输入（即风力机转速）取决于工作点的位置和用 $\partial P_{wt}/\partial \Omega_l$ 来表示的工作点的移动趋势，其关系见表 5-1 和图 5-3。

表 5-1 MPPT 控制逻辑

$\frac{d\Omega_l}{dt} \backslash \frac{dP_{wt}}{dt}$	<0	>0
<0	$\Omega_l \nearrow$ —— I 区	$\Omega_l \searrow$ —— II 区
>0	$\Omega_l \searrow$ —— III 区	$\Omega_l \nearrow$ —— IV 区

由于风力发电机的发电量不可测量，因此通过测量有功功率来估计发电量的值。同样，为了得到低速轴的转速，可通过测量发电机转速来进行估计。

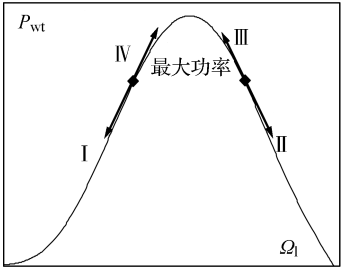


图 5-3 对于 WECS 静态功率曲线的 MPPT 控制决策情况

本质上来说，最大功率点跟踪算法包括下面列出的步骤：

算法 5-1 MPPT 控制算法的一般步骤

算法步骤：

1) 测量转速 $\Omega_k \sim \Omega_1$ ，发电功率 $P_k \sim P_{wt}$ 和风速 $v_k = v$ 。

2) 根据风速，设置转速变化量的步长（相当于搜索速度） $\Delta\Omega_0$ 。

3) 估计功率和速度的梯度，并且对它们进行标记：

$$A = \text{sign}[(P_k - P_{k-1}) / (t_k - t_{k-1})] \text{ 和 } B = \text{sign}[(\Omega_k - \Omega_{k-1}) / (t_k - t_{k-1})]。$$

4) 对转速变化值进行标记 $\text{sign}(C) = \overline{A} \oplus \overline{B}$ （见表 5-1），并且可以得到在步长 k 处的速度变化值： $\Delta\Omega_k = \text{sign}(C) \cdot \Delta\Omega_0$ 。

5) 通过积分得到控制输入值（即高速轴转速）： $\Omega_k^* = \Omega_k + \Delta\Omega_k$ ； $\Omega_{hi}^* = i\Omega_k^*$ 。

6) 重新迭代 $k \leftarrow k + 1$ 。

基于功率特性曲线上的工作点位置，控制风力机的转速可使风力机的功率接近最大可用功率。最大功率搜索、风速变化和风力机的大惯量都是此方案中的一些缺点，这些缺点可能会导致严重的估计错误和高频功率波动，进而对整个系统的稳定性产生负面影响。

采用探索式方法可以消除最大功率搜索的缺点，此方法需要用到风速估计和功率系数特性曲线（Spée 等，1994；Bhowmik 和 Spée，1998；Farret 等，2000）。对于风速变化这一缺点，可以使用 MPPT 算法的扩展模式来解决；此扩展模式是通过模糊控制技术得到的（Hilloowala 和 Sharaf，1996；Simoes 等，1997；Chen 等，2000；Abo-Khalil 等，2004），可以得到更加先进、更加灵活的控制器。通过建立一些控制规则，以保持工作点的 $\partial P_{wt} / \partial \Omega_1$ 值比较小，这些控制规则是表 5-1 所示控制逻辑的延伸。转速的步长变量 $\Delta\Omega_0$ 是可变的，它的值取决于工作点与最优工作点的距离，还取决于工作点的运动方向和速度。

极值搜索控制（ESC）方法通过在风力机上使用正弦探测信号来寻找单一的难以进行建模的动态模型的极值（Åström 和 Wittenmark，1995；Krstić 和 Wang，2000；Ariyur 和 Krstić，2003）。这种控制方法的基本功能如图 5-4 所示（Krstić 和 Wang，2000）。此图表明，该控制器执行调制/解调功能，并且它的输出部分包含被称为探测信号的谐波分量。它通常包含一个滤波器（目的是为了将发电机输出的高频部分分离开来）、一个解调器、一个低通滤波器、一个积分器（目的是获得控制输入的平均分量）和一个带有探测信号的总和器。

假设装置包含一个动态部分，此动态部分由函数 $f(\lambda)$ 来描述，在 λ_{opt} 处有最大值。函数 f 由两个分量组成：一个平均分量 $\bar{\lambda}$ 和一个幅值为 a 的谐波探测分量（见图 5-4）。

考虑此函数在最大值 $f(\lambda_{opt})$ 处的泰勒级数展开式，其中 $\tilde{\lambda} = \lambda_{opt} - \bar{\lambda}$ 表示搜索误差。由于积分器常数 k 和幅值 a 的符号为正， $f''(\lambda_{opt})$ 的符号为负，从图

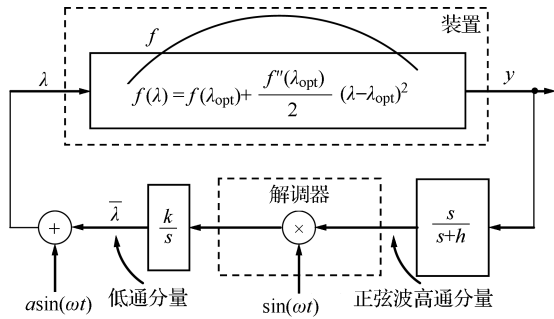


图 5-4 通用型极值搜索控制 (ESC) 原理解释

5-4 可以推断搜索错误梯度符号为负 (Ariyur 和 Krstič, 2003):

$$\dot{\tilde{\lambda}} = \frac{ka^2 f''(\lambda_{opt})}{4} \tilde{\lambda} \tag{5-6}$$

因此，搜索过程是收敛的。必须注意到，激励频率 ω 必须足够大，以确保闭环系统的稳定性；滤波参数 h 就取决于这个频率 (Ariyur 和 Krstič, 2003)。

现在来研究风力机由功率系数 C_p 所描述的空气动力效率，其特性曲线如图 5-5 所示；假设叶尖速度以频率 ω 做正弦变化，幅值 a 足够小。根据空气动力效率曲线上工作点的位置变化， $C_p(\lambda)$ 是呈正弦波变化的，在上升部分与 λ 保持相同的相角变化，在下降部分相角滞后角度为 π (当 a 较小时，调制的交叉部分可以忽略不计)。当工作点从一侧移到 C_p 曲线的另一侧时，积分器输入 $d\bar{\lambda}/dt$ 将会变化 (见图 5-5a)；假设 $C_p-\lambda$ 曲线的斜率变化时， $d\bar{\lambda}/dt$ 的值和搜索方向都会发生相应的变化，如式 (5-7) 所示：

$$d\bar{\lambda}/dt = \pm kb \sin^2(\omega t) \tag{5-7}$$

因此，工作点将会移动到最优工作点位置，其收敛速度与 k 、 a 和 $1/\omega$ 的值成比例 (Ariyur 和 Krstič, 2003)。

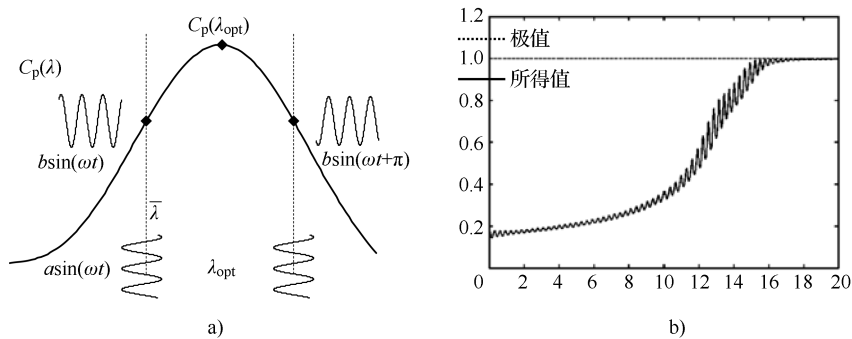


图 5-5 应用于 WECS 的极值搜索原理说明

在 WECS 最优控制中, 可以应用这一原则, 但在控制系统中, 一般不用正弦探测信号, 而用一个已经存在的微扰, 即风速湍流。在这种情况下, 调制过程是通过高频风速变化自然 (非调和) 得到的。同样, 我们注意到, 在 ESC 的标准形式中, 以正弦信号作为探测信号, 在 WECS 中便会出现下列缺点: 鉴于风力机是由一个自然的随机信号即风来驱动的, 则它的总输出也是随机的, 那么将很难将正弦信号从总的输出信号中区分出来。通过加入大信号和/或滤波便可以避免上述缺点, 但是大信号往往会导致额外的机械负荷, 从而影响系统的稳定性; 滤波将会导致反馈信息的滞后。

下面将介绍一种能驱使运行点接近于能量最大化点的方法, 它是一种基于风速波动作为搜索 (探测) 信号来寻找最大值的方法。大量的仿真实验表明这种 MPPT 算法的新形式是很有效的, 但是它能提供的系统状态信息很少。

5.2.2 风速湍流在 MPPT 中的应用

模型假设

现在所介绍的方法拟应用于各种类型的变速 WECS 中, 而不同的 WECS 有不同的空气动力学特性以及不同的输电和发电结构。

图 5-6 介绍了 MPPT 控制在基于 SCIG 的 WECS 中的应用。此系统使用了一个比发电机转矩控制更为高级的控制环: 高速轴转速控制。这种方法能够对叶尖速度比进行直接控制, 这正是图 5-4 所要求的原则之一。在感应电机上应用矢量控制是一种广为人知并应用广泛的技术, 它使用一个 PI 控制器与发电机转矩控制器相连 (见 4.7.1 节)。由于稳定性的要求, 转矩梯度不能超过某个极限值, 故在速度控制环中 PI 速度控制器的参数是针对窄通频带设计的。此外, 速度参考梯度也是有限制的。

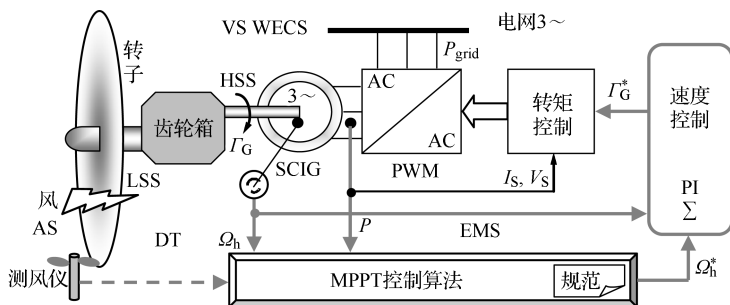


图 5-6 基于 SCIG 的 WECS MPPT 控制

在建立模型框架时, 进行了额外的一些假设, 如下所示:

- 风速、转速和电功率都是可以测量得到的。
- 叶片长度 R 、传动比 i 、发电机转子惯量和笼型感应发电机的参数都是已

知的，但是空气动力效率特性曲线是完全未知的。

- 湍流强度变化保持在正常的范围内，即保持在 $0.12 \sim 0.18$ 内（Burton 等，2001）；WECS 是功率较小，旋转采样影响可以忽略不计，并且风的主要特性是固定点频谱。

- 可以利用电功率来可靠地对捕获风能进行估计，即 $P = \eta P_{wt}$ 。这是由于能量转换系数 η 在预定的转速变化范围内是固定的。

- 控制输入作用于系统的时间相对于它的动态过程是足够短暂的（例如，与低频风速部分 v_s 的变化时间相比，转速参考值 Ω_h^* 几乎是瞬时传递至低速轴的）。

利用上述假设和在第 3 章中讨论的一般建模框架，可以做出变速 WECS 的模型，如图 5-7 所示。

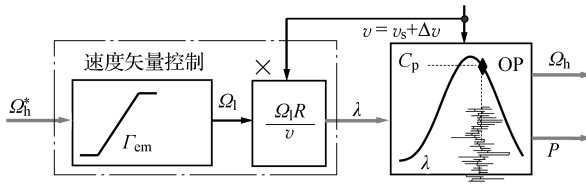


图 5-7 用于 MPPT 的 WECS 模型

可用的反馈信息处理

改变叶尖速度比，就可以实现上述的控制目标。由式（2-30）（见 2.3.2 节），叶尖速度变化量可以表示为

$$\Delta \lambda = \frac{R}{v} \cdot \Delta \Omega - \frac{\lambda}{v} \cdot \Delta v \quad (5-8)$$

由式（5-8）可知，叶尖速度的变化量是由转速变化量和风速变化量决定的。单单是转速变化并不能确保叶尖速度变化量得到预期值，因为风速变化是不可控的。风速湍流和在稳态值附近的转速变化导致了叶尖速度在它的平均值附近变化，由此也引起了功率系数的变化，将此变化值标记为 ΔC_p ，它不是谐波，但具有一定带宽。

根据叶尖速度与各个参数的关系 [式（2-30）]，测量出风速和转速后便可以计算得到叶尖速度 $\lambda(t)$ 的值。在前面所述的假设之下，由电功率 $P(t)$ 和风速可以估计出功率系数的值，它们的关系如下：

$$C_p(t) = P(t) / [0.5 \pi \rho \eta R^2 \cdot v(t)^3] \quad (5-9)$$

式中， η 是机械能转化为电能的转换效率，它的值不是固定的。

下面将会用到这两个信号的变化量与它们的最大值之间的关系。现在对 $\lambda(t)$ 和 $C_p(t)$ 这两个信号进行傅里叶分解，对应于 $\lambda(t)$ 的每一个谐波分量将会产生一个 $C_p(t)$ 分量的响应。在这种新情况中，可以应用前面几节所述的方法，

即先计算出傅里叶级数的组成分量,然后将各个分量的响应加以合成。通过应用下面两种方法中的任何一种,都能得到 C_p 曲线上运行点的位置:

1) 利用离散傅里叶变换 (DFT) 来得到 $\lambda(t)$ 和 $C_p(t)$ 的每一个谐波分量的相角,然后计算每一个分量的相角延迟。计算这些值的平均值就会得到一个角度 [下面用 $\theta(t)$ 表示],这个角度表征了运行点的平均位置信息。如果运行点位置在 C_p 曲线的左半部分 (上升部分), $\theta(t)$ 的值就会接近于 0; 若在 C_p 曲线的右半部分 (下降部分), 则 $\theta(t)$ 的值就会接近于 π 。

2) 通过对 $\lambda(t)$ 和 $C_p(t)$ 进行卷积积分计算,因为它们谐波组成部分 (通过 DFT 得到) 的乘积相当于一个时间卷积运算 (Oppenheim 等, 1996)。

下面所介绍的控制方法在获得运行点位置的信息时将会应用第一种方法。此处不用计算瞬时梯度 (在动态条件下不容易计算)。在一个合适的时间窗口内计算两个信号的 DFT,从而推导出功率系数和叶尖速度之间的平均相移,用 θ 来表示。因此,图 5-8 中的 1) 区域 $\theta < \pi/2$, 且 2) 区域 $\theta \geq \pi/2$ 。

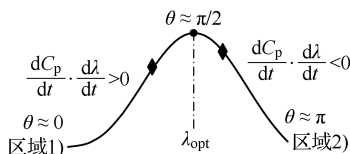


图 5-8 操作运行点处的反馈

可以注意到,这种控制方法应用了一个由运行点位置信息控制的积分器,它给出了搜索的方向,同时搜索步长就是积分器系数。

由于 C_p 曲线比较光滑,故运行点必须平滑移动;由于二进制信号 $[\theta(t)$ 角度] 会有突变,所以它不能够很好地阐述上述行为。因此,在 C_p 最大值附近, $\theta(t)$ 信号更适合利用一个连续的函数而不是式 (5-7) 所示的关系来处理。 C_p 曲线一般是非对称的,但在处理 $\theta(t)$ 信号时所使用的连续函数的形状可以是近似对称的,因为 C_p 形状一般是未知的。因此,可以预测到平均叶尖速度和它的最优值之间会有一个微小的静态误差。

系统的行为主要取决于风速湍流部分的变化过程;同时,测量的有关信息在每个采样周期内都会更新,采样周期用 T_s 表示,它主要取决于风力发电机的动态性能。利用快速傅里叶变换 (FFT),在宽度为 $T_c = 2^n T_s$ 的时间窗口内就可以算出平均位置信号 $\theta(t)$ 。其中 n 是正整数,它是在适当跟踪风速变化和处理系统惯量两者之间权衡得到的系数。很明显,任何系统都不能够跟踪无限变化的风。

控制算法

控制规则逻辑是以下述思想作为基础的。通过调节在相对较大的时间窗口内得到的叶尖速度平均值,对输入信号进行控制就可以缓慢地 (相对于发电机的动态) 使平均运行点趋向于空气动力效率特性曲线的最高点。我们希望瞬时叶尖速度与叶尖速度最佳值 λ_{opt} 之间有较大的差值,但是叶尖速度平均值仍然要

与 λ_{opt} 非常接近。

图 5-9 所示的控制结构包含两个部分，分别是信息处理模块和转速发生器。

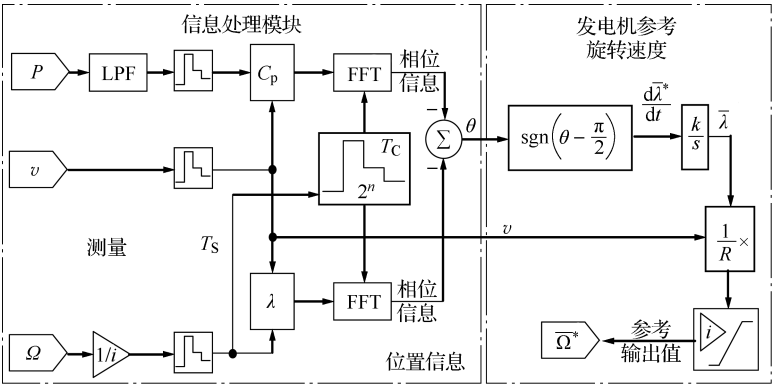


图 5-9 MPPT 控制结构：反馈信息处理及生成参考转速

当运行点运行在 C_p 曲线斜率为正的部分时，积分将是正值，那么叶尖速度的值就会增加。与此相反，当运行点运行在 C_p 曲线斜率为负的部分时，叶尖速度的值必会减小。这可以通过平均相角信息的非线性函数 $\text{sgn}(\theta - \pi/2)$ 来表示。

在图 5-9 的左半部分框图中可以看出， $C_p(t)$ 和 $\lambda(t)$ 信号是通过电功率、转速和风速得到的。在对这三者进行测量时，必须限制在 Blackman 窗口内，以避免吉布斯（Gibbs）效应。在 FFT 算法中应用这些信号可以得到它们的相位频谱和相应的平均位置信号 $\theta(t)$ 。为了信息的连续性，时间窗口必须足够大（与动态特性相比）。

因为运行点位置在 OOP 附近是平缓变化的（空气动力效率的斜率是连续的），在控制方案的第二部分对最优运行点附近 $\theta(t)$ 的初步处理是很有必要的，可以通过图 5-10 所示来进行处理。利用一个连续的近似斜率 m 来代替不连续的反馈信息函数。这种操作的结果应用在集成器上便会产生一个新的叶尖速度。

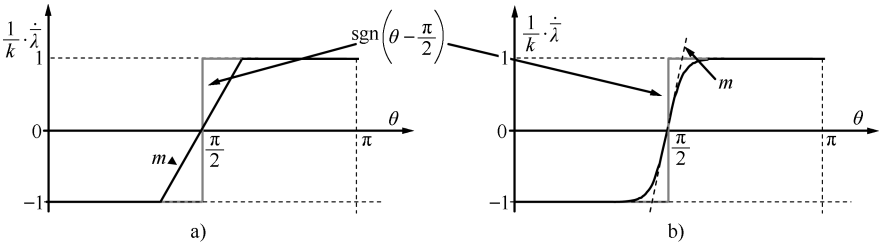


图 5-10 运行点的反馈
a) 线性近似 b) 符号函数的双曲正切近似

在经过相移 θ 的计算之后,便可以更新每一个 T_c 时间段的结果。这种控制结构输出参数为转速,它是由叶尖速度值得出的。由于发电机控制中技术上的原因,应用低通滤波器来进行限速操作是很有必要的。

在确定了计算时间 T_c 后,由于动态特性的原因,主要的参数便变为集成器系数 k ,它是由 T_c 和预定的搜索速度来决定的。通过实验可以看出叶尖速度在平均值周围的标准差足够小,故这种控制结构的性能是很好的。在选择 k 值的大小时,可以选择 k 使变速风力发电机在时间窗口 T_c 内对叶尖速度的标准差进行补偿。 m 的值越小,在最优点附近的性能就越平滑。

5.2.3 案例研究(2):经典 MPPT 与风速湍流作为搜索信号的 MPPT

本案例中,使用低功率变速定桨距 WECS 作为研究对象;在附录 A 和表 A-2 中给出了它的特性。在 WECS 中使用了经典 MPPT 控制和用风速湍流作为搜索信号的 MPPT 控制两种情况。下面我们会对比地给出两种方法的仿真结果。每一个仿真中风力平均速度均为 8m/s,湍流强度 $I=0.15$ (见图 5-11),这些参数是通过 IEC 标准中的冯卡门频谱得到的。

在经典 MPPT 控制中,转速步长设定为 $\Delta\Omega_0=5\text{rad/s}$, $T_s=2\text{s}$ 。图 5-12 给出了在风速变化时这种算法的跟踪特性,即转速 (见图 5-12a) 和 ORC (见图 5-12b) 的跟踪特性。

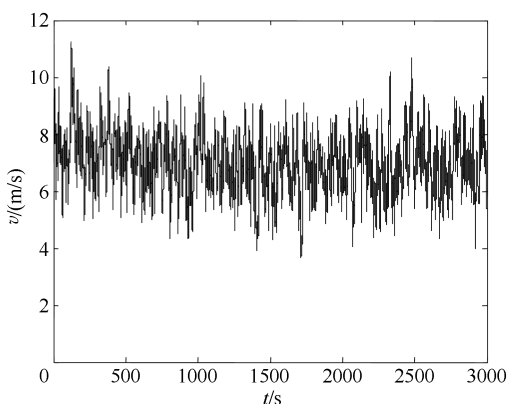


图 5-11 用于评价 MPPT 控制的 50min 风速序列

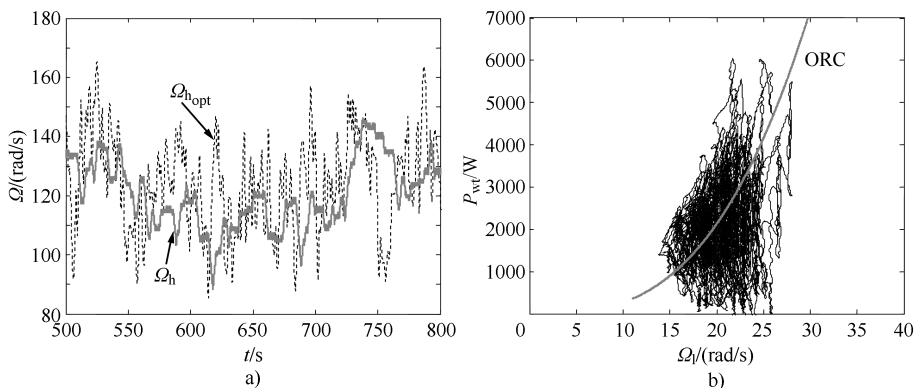


图 5-12 经典 MPPT 控制的性能

a) 优化转速的轨迹 b) 根据 ORC 轨迹得到的能量优化

图 5-13 给出了在相同的时间间隔内的叶尖速度，由图可以看出它在最优值 ($\lambda_{\text{opt}}=7$) 附近的频率最高。速度的标准差为 $\sigma_{\lambda}=1.31$ ，均值 $\bar{\lambda}=7.32$ 。图 5-13b 给出了相应的功率系数变化过程。

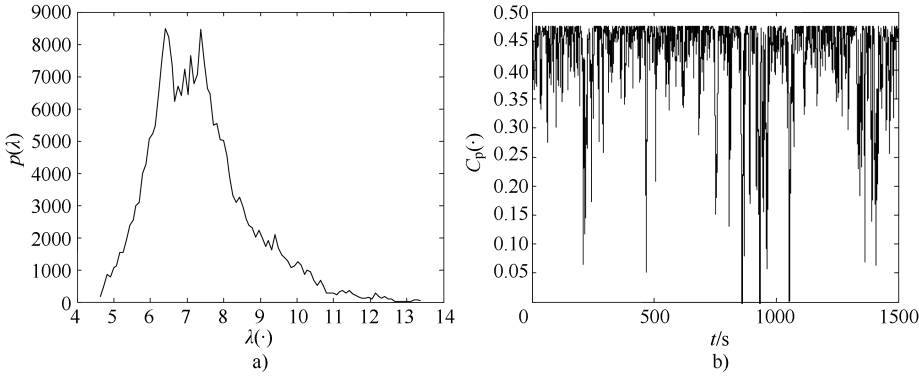


图 5-13 由经典 MPPT 控制得到的能量效率极值
a) 叶尖速度和风速的变化 b) 相关的功率系数变化

当在相同的 WECS 上应用风速湍流作为搜索信号时，应用 MPPT 控制可以看到仿真结果更加优化。在风力机上安装一个基于矢量控制的速度控制器，可以实现风力机的变速运行。此实验是在中等风速湍流和无阵风情况下在部分负荷区进行的。

此处的采样时间为 $T_s=0.1s$ ，FFT 算法中为 256 个元素；因此用于计算叶尖速度和功率系数之间的平均延迟的时间为 $T_c=256T_s$ ，大约为 25s。PI 控制器的参数为 $K_p=1$ ， $K_i=4$ 。

图 5-14 给出了随着叶尖速度的变化， θ 角的变化过程。为了得到这个结果，

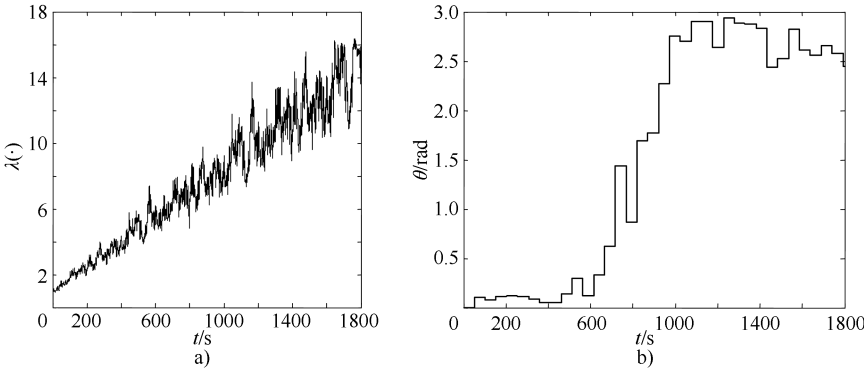


图 5-14 针对将风速湍流信号作为 MPPT 搜索信号的预处理信息
a) 叶尖速度的变化 b) 相应的位置角 θ 的变化

角速度的变化范围控制在 $20 \sim 250 \text{ rad/s}$ 之间, 风速平均值为 8 m/s , 并且风速必须有一个中等强度的风速湍流和固定的统计参数。

图 5-14a 给出了在 30 min 内的叶尖速度的变化过程。相应的 θ 角变化如图 5-14b 所示, 由这种变化趋势可以看出运行点位置不论是在左侧 $\theta < \pi/2$ 还是右侧 $\theta > \pi/2$ 处, 运行到最优运行点的可能性。

在下面两图中, 选择控制器增益为 $k = 0.02$ 。图 5-15a 给出了风力机的实际转速与最优转速之间的相对关系。

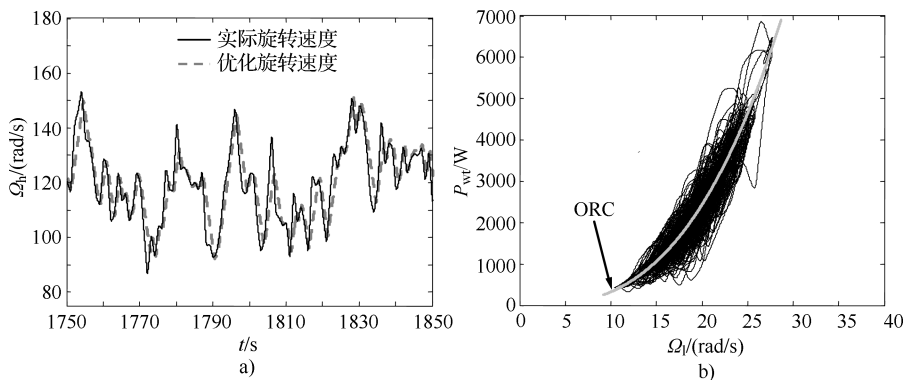


图 5-15 针对将风速湍流信号作为 MPPT 搜索信号的性能
a) 优化的转速轨迹 b) 根据 ORC 轨迹得到的优化能量

在图 5-15b 中可以看到运行点在 ORC 附近的分布情况 (在转速-功率平面上)。由两幅图片都可以看出, 与经典 MPPT 控制 (见图 5-12) 相比, 这种控制规则具有更好的性能。

图 5-16 中还给出了一些变量在时间上的变化, 这些变化阐述了对最大功率点跟踪的质量。

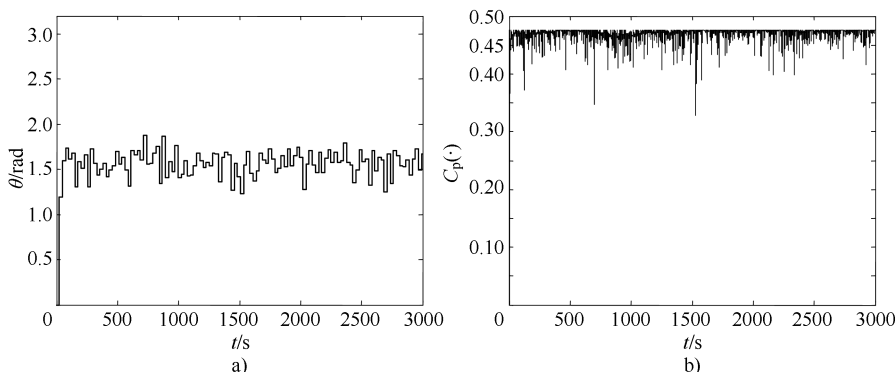


图 5-16 将风速湍流信号作为 MPPT 搜索信号的能量效率极值
a) 风速变化作为反馈信号 b) 功率系数的相关结果

$\theta(t)$ 在 $\pi/2$ 周围的振荡表明了工作点在失速工作区和正常工作区的偏离程度,如图 5-16a 所示。图 5-16b 给出了功率系数随时间的变化。叶尖速度平均值为 $\bar{\lambda}=6.75$, 标准差为 $\sigma_{\lambda}=0.36$, 这比经典 MPPT 控制的值要小。

当控制参数 k 在 $0.005 \sim 0.5$ 之间变化时,我们也给出了其仿真结果。图 5-17a 给出了叶尖速度密度概率的变化过程。

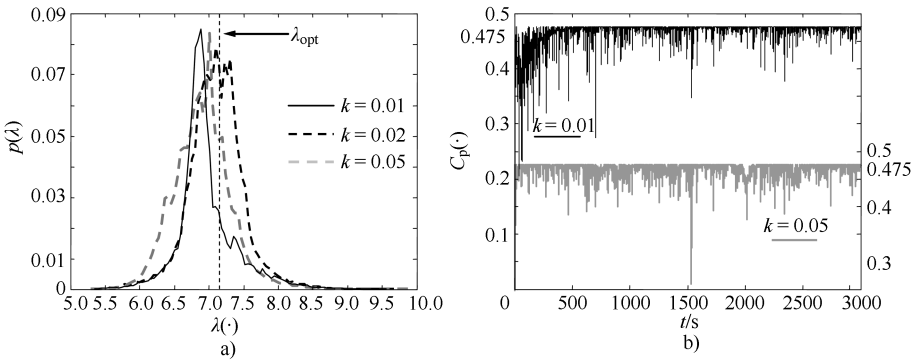


图 5-17 参数 k 对于将风速湍流信号作为搜索信号的 MPPT 控制的效果影响

当 k 较小(搜索速度慢)时,标准差也较小,但平均值与最优值不同,这表明能源利用率较低。当 k 较大(搜索速度快)时,即使叶尖速度平均值与最优值非常接近,但其标准差较大,这样效率也较低。图 5-17b 表明,当系统运行在稳态条件下时, k 值越小,系统的性能越好。这些结论表明,可以设计 k 值的变化范围使得它更接近于最优点:对最大功率的良好跟踪和足够小的差值。

本案例的 MATLAB/Simulink 执行的具体细节可以在 case_study_2 文件夹中找到。

5.2.4 小结

当发电机的参数不够精确和详细时,MPPT 方法是非常有效的;此算法需要改进的地方主要在于测量信息的处理过程。经典 MPPT 方法同样有需要实时计算梯度的缺点。一个改进方法的设想是,基于风速、电功率(有功功率)和转速的测量可以计算出在一个足够大的时间窗口内功率系数 $C_p(t)$ 和叶尖速度 $\lambda(t)$ 的值。 $C_p-\lambda$ 特性曲线上,若工作点运行在空气动力效率曲线的失速(上升)部分,则这两个信号是同相位的,否则(在下降部分),两个信号的相角延迟大约为 π 。为了确定实际运行点与最优点的位置关系,使用了相角分离方法,这种方法的具体过程是计算出两个信号的 FFT,获得相角信息,然后计算出平均相角延迟 $\theta(t)$ 。转矩值是由集成器的输出信号得到的,此集成器的增益为最优搜索速度。

正如模拟结果所示,与经典 MPPT 相比,上述改进型 MPPT 方法的控制性

能更加优越，这可以通过一系列合理的控制措施来实现。控制输入变量具有更低的频率，增加了很小的机械应力。

上述方法最有价值的特点在于应用了最少的系统状态和参数信息。此控制算法是在忽略系统的动态特性的基础上实现的，这就会导致一个非零的稳态误差。实际上，这种算法并不能保证叶尖速度的平均值与最优值完全相等，因为发电机的动态特性将会引起一个未知的相角延迟。随着湍流水平的增加，此方法也会更有效。随着平均风速湍流水平的增加，预期控制效率在高风速情况下也会越高。

另一个需要阐述的问题是通过有功功率和转速的测量值进行卷积分来得到运行点的位置，这样就有必要对风速进行测量。在大功率 WECS 中，这个问题尤为重要，因为风速在风轮扫掠面上变化特别大。此外，还需要考虑发电机的动态特性对平均相角延迟信号和能否确保搜索收敛的影响。

5.3 PI 控制

5.3.1 问题陈述

由于经典 PI（比例积分）控制的一些优越性能，它已经广泛应用于各种工业生产中。它的设计过程非常简单，仅仅需要很少的一些反馈信息，解决方案易于实施，具有内在鲁棒性。它可以与另外一些控制和建模技术结合，在很多具有平滑性能的发电机模型中广泛使用。

如前所述，当定桨距风力发电机运行在部分负荷区时，若风轮运行在 ORC 上，则可以获得最大能量捕获。与此相对应的是，叶尖速度必须运行在最优值上。对一些变量进行跟踪便可以实现上述目标。这些变量是：最优转速——与风速成正比；最优转子功率——与转速的三次方成正比 [关系分别见式 (4-2) 和式 (4-4)]。在这种思想的指导下，我们可以令风转矩与转速的二次方成正比，即

$$\Gamma_{wt,opt} = \Gamma_{ref} = K \cdot \Omega_i^2 \quad (5-10)$$

式中， K 可以由式 (4-5) 得到。

若施加一个常转矩，则 PI 控制器可以更进一步应用在满负荷区。PI 控制在发电机转矩控制中的应用可以在 Bossanyi (2000) 和 Muljadi 等 (2000) 的著作中看到。可以设计出三种控制环来对 ORC 进行跟踪，分别如下所述。

1) 基于风速、转速的测量进而一个内置的转矩控制环，可以建立一个叶尖速度比环。PI 控制器可以实现转速测量值和目标值差值为零，并且可以强加一个发电机转矩参考值 (见图 5-2a)。由于在这种控制结构中转矩会快速变化，因此可以预测会有一个很大的转矩变化范围。

2) 仅仅在转速反馈的基础上，利用式 (5-10) 可以建立一个转矩控制环 (见图 5-1d)。式 (5-10) 通常称为 $K \cdot \Omega^2$ 规则 (Connor 和 Leithead, 1993;

Pierce, 1999)。对于感应电机来说, 发电机转矩的 PI 控制可以在矢量控制方案 (i_{sq} 控制器——见图 4-29) 中看到。在 PMSG 情况下, 转矩控制可以通过直接控制直流电路中的电流得到。PI 控制结构的一个优点是增加了系统的机械灵活性。

3) 利用转速、有功功率测量值和内置的转矩控制环同样可以建立一个有功功率环。由式 (4-4) 可以得到预期功率, 控制器的输出代表了转矩需求值。若功率误差为零, 则运行点可以移动到最大功率点 (Muljadi 等, 2000; Burton 等, 2001)。

5.3.2 控制器设计

本节的目的是提供一些风力机在部分负荷区的经典 PI 控制设计的指导方针。主要是针对上述提到的三种情况。

转矩环

该控制结构是由图 5-1d 中上半部分的参考发生器和图 4-29 中所示的矢量控制结构组成的。目标转矩值可以通过下式得到

$$\Gamma_{\text{ref}} = \frac{K}{i} \left(\frac{\Omega_h}{i} \right)^2 \eta \quad (5-11)$$

式中, K 可以由式 (4-5) 得到; η 表示功率传动的总机械效率。

由于转子转速变化非常缓慢, PI 转矩控制器没有更多特殊的要求。我们期望对应于风速变化, 转矩变化会有低频、低幅值的特性, 并且对 ORC 的跟踪要求不高。

速度环

该控制器的设计依据 WECS 的线性化模型 [式 (3-75)], 其中稳态 (线性) 运行点对应于风速的最大能量效率点。此点位于风速变化范围的中间 (例如 7m/s)。

简化闭环结构如图 5-18 所示, 其中功率传动模型本质上是式 (3-75) 所示的模型, 时间常数为 $T_{pt} = 1/K_2$, 增益 $K_{pt} = K_1/K_2$ 。

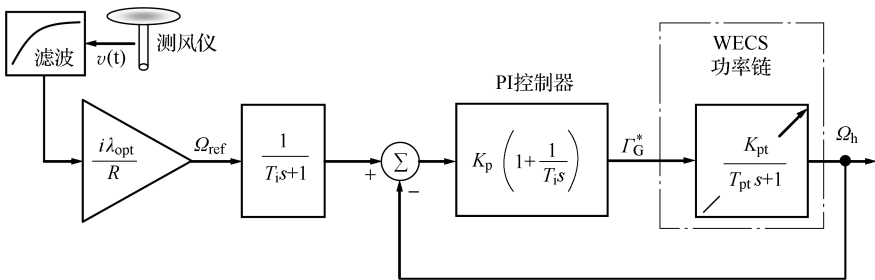


图 5-18 WECS PI 控制器结构：速度环

PI 调节遵从极点配置原则 (Åström 和 Hägglund, 1995)。带有 PI 控制器的闭环系统会呈现两个极点、一个零点的动态特性。选择自然频率 ω_n 和阻尼系数 ζ 可以得到二阶动态系统, 进而还可以得到控制器参数:

$$\begin{cases} T_i = \frac{2\zeta}{\omega_n} - \frac{1}{\omega_n^2 T_{pt}} \\ K_p = \frac{T_i T_{pt}}{K_{pt}} \omega_n^2 \end{cases} \quad (5-12)$$

一个高的 K_p 值可以确保一个良好的跟踪特性；但是，还必须考虑到控制强度（转矩）极限，所以 K_p 的值也必须受到限制。对参考信号进行一阶滤波可以补偿由增加过渡引起的零点效应（见图 5-18）。

虽然稳态速度误差为零，但由于跟踪大幅变化的参考信号 Ω_{ref} ，将会出现非零动态误差。

我们必须注意到，在选定的运行点处，闭环性能是能够得到保证的。如 3.6.1 节所述，稳态运行点周围转矩控制系统的增益和时间常数取决于运行点的信息（风速和转速）。总之，在运行点变化时，跟踪系统的动态性能会改变。

功率环

此处，发电机的输入为电磁转矩，输出为发电机的有功功率 P 。该控制器基于在给定风速阶跃处发电机转矩响应的参数化（见图 5-19a）。在第一时段，转矩的负跳变导致了功率的阶跃变化，转速为初始值。然后，风转矩和电磁转矩的不同会引起转速增加，进而功率也会增加，直到达到一个新的稳态值。我们可以注意到在功率控制环中发电机的动态特性与速度控制环中的不同（见图 5-18）。

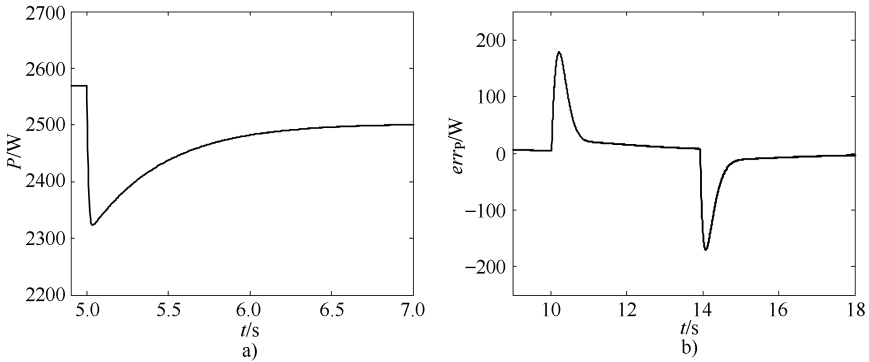


图 5-19

a) 由 T_G 到 P 的 WECS 阶跃响应 b) 功率误差对风速的阶跃响应

可以推断得到两个极点、一个零点的传递函数有良好的动态性能，传递函数为

$$H_{pt}(s) = \frac{K_{pt}(T_z s + 1)}{(T_\Sigma s + 1)(T_{pt} s + 1)} \quad (5-13)$$

式中， T_{pt} 和 T_Σ 分别是主时间常数和附加时间常数。闭环结构如图 5-20 所示。

该控制器的结构是按照下述步骤得到的。令 $T_i = T_{pt}$ 得到主时间常数，而发电机零点是通过一个一阶滤波器得到，时间常数为 T_z ，它是固化在控制器中的。因此，在这种情况下，控制器将会输出一个滤波 PI 动作，以使闭环系统产生二

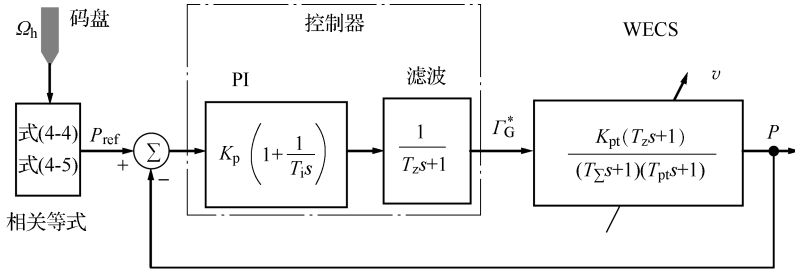


图 5-20 WECS PI 控制器结构：功率环

阶动态响应。然后设置一个合适的动态常数 T_{loop} ，计算出控制器的增益：

$$K_p = \frac{T_{pt} \cdot T_{\Sigma}}{K_{pt} \cdot T_{\text{loop}}^2} \quad (5-14)$$

大的 K_p 值能够保证良好的跟踪性能，但由于稳定性的原因，此值必须保持在一个极限值之内。对于一个适当的大 K_p 值，在风速的跃变部分会产生一个功率误差 err_P ，如图 5-19b 所示。

和前一种情况相似，在预定运行点处闭环性能是能够得到保证的。因为随着发电机参数的变化，闭环动态性能会随着运行点的改变而变化。

5.3.3 案例研究（3）：2MW WECS 优化控制中 PI 速度控制的应用

在本案例中应用大功率变速定桨距 WECS 作为研究对象来阐述 PI 速度控制器的设计过程。大功率变速定桨距 WECS 的特性见附录 A 和表 A-7。

在恒定风速 8m/s 下，基于 I_G 到 Ω_h 的阶跃响应确定了系统的参数；其中增益 $K_{pt}=0.012$ ，时间常数 $T_{pt}=10.5\text{s}$ 。

闭环系统的时间常数设定为一个较小的值，为 $0.24T_{pt}$ ， $\omega_n=0.4\text{rad/s}$ 。若阻尼系数选定为 $\zeta \approx 0.7$ ，则根据式（5-12），控制器参数为 $T_i=3\text{s}$ ， $K_p \approx 412$ 。下面将此控制器标记为 C_1 。图 5-21a 给出对应于风速的阶跃变化（从 7m/s 到 8m/s），发电机速度误差的变化过程；图 5-21b 给出了相应的空气动力效率的变化过程。

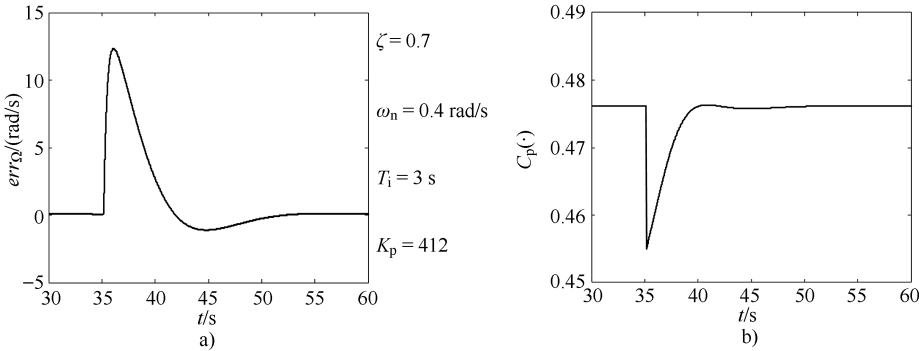


图 5-21 风速由 7m/s 变化到 8m/s 的闭环系统响应
a) 速度轨迹误差 b) C_p 的变化

在模拟现实风的条件下对闭环系统进行仿真。模拟的平均风速大约为 7.5m/s ，中等湍流强度 $I=0.15$ ，这些参数是在 IEC 标准下由冯卡门频谱得到的。图 5-22a 给出了跟踪 ORC 的闭环系统性能，图 5-22b 给出了模拟转速与最优转速 [式 (4-2)] 之间的对比关系。

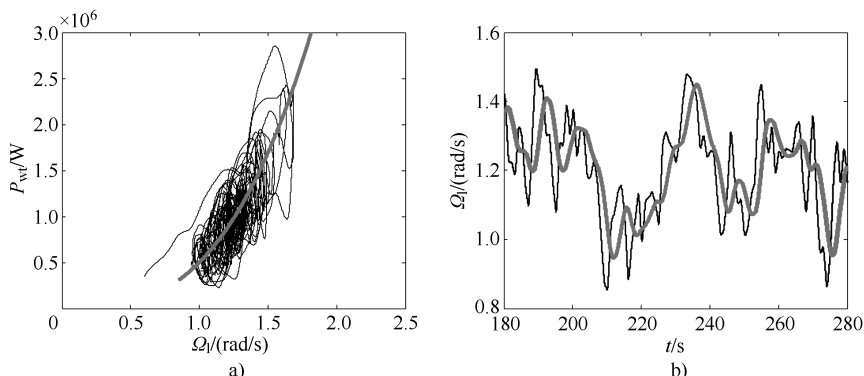


图 5-22 PI 速度控制系统性能 (细线为参考值, 粗线为实际值)

a) ORC 轨迹 b) 优化的速度参考轨迹

设定控制器 C_2 的参数为: $T_i=1.88\text{s}$, $K_p\approx 733$ 。图 5-23 给出了当控制参数由 C_1 转变到 C_2 时性能和控制效果的变化。利用相同的计算方法, 可以得到 C_2 中 $\omega_n=0.66\text{rad/s}$ 和 $\zeta\approx 0.7$ 。可以注意到, 即使采用更苛刻的条件 (见图 5-23a) 也不能使控制性能 (见图 5-23b) 得到显著改善。

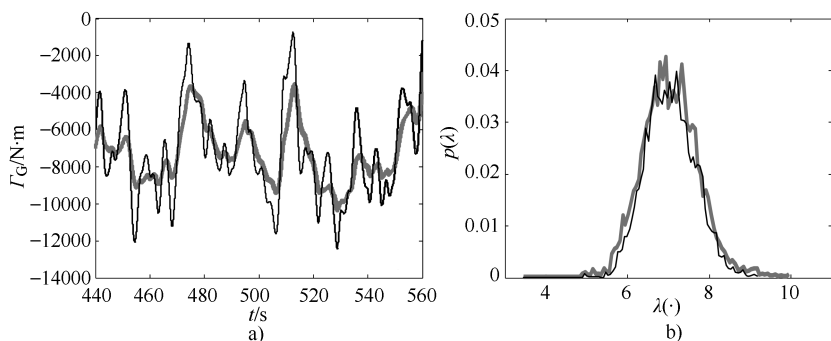


图 5-23 两个速度 PI 控制器对比

(细线为 C_1 的结果, 粗线为 C_2 的结果)

若在风力发电机的动态过程中令 ω_n 为一个非常大的值, 功率变化将会非常明显, 系统将无法承受。此外, 电磁转矩可以取正值, 这样会导致电机不能正常运行。

在文件 case_study_3 中, 可以找到本案例 MATLAB/Simulink 的具体执行细节。

5.3.4 案例研究 (4): 6kV WECS 优化控制中 PI 功率控制的应用

在本案例中应用小功率变速定桨距 WECS 作为研究对象来阐述 PI 功率控制器的设计过程。小功率变速定桨距 WECS 的特性见附录 A 和表 A-2。

在恒定风速 8m/s 条件下, 当 Γ_G 从 $-18\text{N}\cdot\text{m}$ 变化到 $-20\text{N}\cdot\text{m}$ 时, 借助阶跃响应 (见图 5-19a) 确定了系统的参数: $K_{pt}=35$, $T_{pt}=0.36\text{s}$, $T_z=0.01\text{s}$, $T_z=1.42\text{s}$ 。令 $T_{\text{clloop}}\approx 0.1T_{pt}$, 根据式 (5-14) 得到 $K_p\approx 0.1$ 。在这个 K_p 值下, 当风速发生阶跃变化 (从 7m/s 到 8m/s) 时, 功率误差变化过程如图 5-19b 所示。 K_p 的变化范围是从 0.05~5, 其中下限值是由不稳定特性决定的, 而上限值是由控制效果的幅值来决定的。当 K_p 值比较大时, 闭环响应可能会呈现动荡的特性。

在与上一个案例相同的风速条件下对闭环系统的性能进行仿真。图 5-24 给出了典型的仿真结果, 以此来验证控制方案的性能。

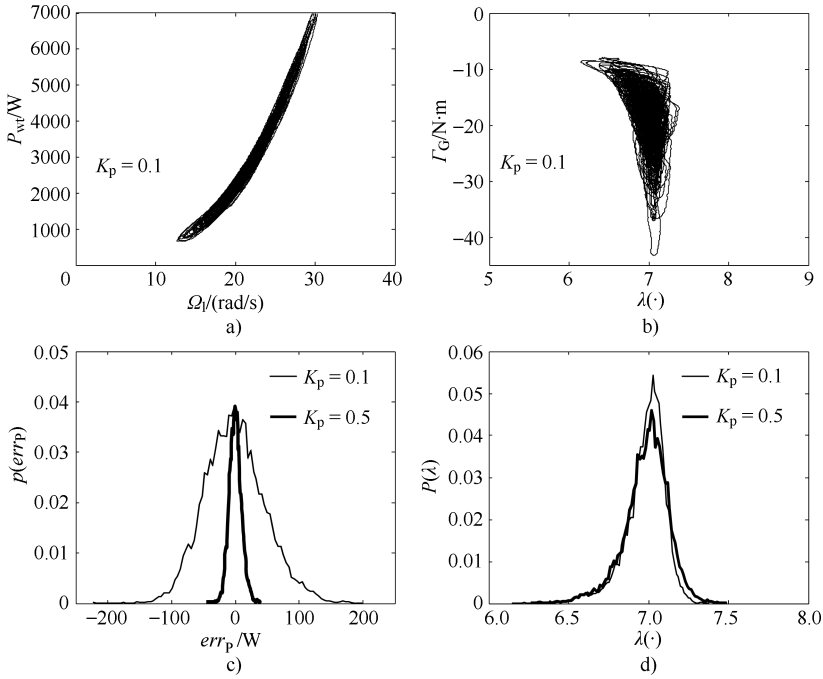


图 5-24 功率环的 PI 控制系统性能

在 ORC 附近, 运行点的变化是令人满意的, 如图 5-24a 所示。闭环系统在高风速部分比低风速部分的性能要好, 如图 5-24b 所示。随着 K_p 值的增加, 功率跟踪性能也会增加, 如图 5-24c 所示。但是, 即使 K_p 增加时功率误差可以减小, 但确保 $\lambda_{\text{opt}}=7$ 的性能并没有相应提高, 如图 5-24d 所示。这是因为优化是间接实现的, 是基于转速的测量和对相应有功功率的跟踪。因此, 可以得出这

样一个结论： K_p 的取值其实并不是非常重要的。 K_p 的值大，会增加额外的机械应力，但并不会显著地提高空气动力效率性能。

在文件 case_study_4 中，可以找到本案例 MATLAB/Simulink 的具体执行细节。

5.4 开关控制

5.4.1 控制器设计

本设计假定 WECS 对低频风速变化反应足够迅速；一般在低功率 WECS 中情况确实如此。因此，为了保证能量转换效率最大，用 ORC 上的稳态工作点相对应的转矩控制发电机就足够了。为了得到这种效果，用一个开关控制器就可以使差值 $\sigma(t) = \lambda_{\text{opt}} - \bar{\lambda}(t)$ 为零，其中 $\bar{\lambda}(t)$ 由低频风速部分 v_s 得到

$$\bar{\lambda}(t) = \frac{R\Omega_l}{v_s} \quad (5-15)$$

选择此结构（见图 5-25—Munteanu 等，2004b，2006c）的理由是：对于任何 WECS 内在的参数不稳定特性，其鲁棒性都非常好。

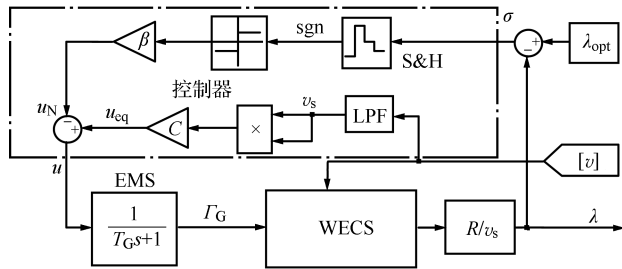


图 5-25 基于开关控制的能量系数优化框图

图 5-25 中虚框内的控制策略给出了稳态转矩参考值 u ，它是由两部分组成的：

$$u = u_{\text{eq}} + u_N \quad (5-16)$$

式中，等效控制 u_{eq} 是一个对应于优化运行点（在 λ_{opt} 处）的稳态部分，它的值与低频风速的二次方 v_s^2 成正比，即

$$u_{\text{eq}} = 0.5\pi\rho R^3 v_s^2 \frac{C_p(\lambda_{\text{opt}})}{i\lambda_{\text{opt}}} = C v_s^2 \quad (5-17)$$

由于设置控制环运行在自激振荡条件下，所以 u_N 是一个变化的高频部分，它在 $+\beta$ 和 $-\beta$ 两个值之间变换，其中 $\beta > 0$ ：

$$u_N = \beta \cdot \text{sgn}[\sigma(t)] \quad (5-18)$$

u_{eq} 驱动系统接近于最优运行点，而 u_N 的作用是在最优运行点周围保持系统

的稳定运行。在本控制中,控制输入的频谱非常宽,这样电磁子系统的时间常数 T_G 就不能继续被忽略。为了限制控制环切换频率,引进了零阶采样保持(S&H,见图 5-25)控制。如果切换频率过高,那么 EMS(电磁子系统)的动态变化将会太快,这样控制环就会变得效率低下。此外,S&H 会提高系统阶数,令系统通过自激振荡就可以保持稳定(Munteanu 等,2004b)。

自激振荡分析

使用下面描述的函数方法来分析自激振荡。这种方法中,在一般运行点周围(在下降区域),对于一个给定的低频风速值 v_s ,转矩特性曲线应该线性化。通过 3.6.1 节的具体方法可以建立模型,传递函数由式(3.75)得到。

为了得到分析结果,将零阶 S&H 近似为一个一阶低通滤波器,滤波器时间常数 $T_1 \approx T_s/2$,其中 T_s 是 S&H 的采样区间,它是由最小二乘意义下的阶跃响应得到的。自激振荡分析是在 u_N 控制的环上进行的。在图 5-26a 中,非线性部分包含一个开关继电器模块(“sgn”模块),线性部分包含所有的其他模块。图 5-26a 中的框图通常用图 5-26b 所示的模块来表示(Voicu,1986)。

令 $N(A)$ 为开关继电器模块的函数(Voicu,1986):

$$N(A) = \frac{4\beta}{\pi A} \quad (5-19)$$

式中, A 是继电器输入的幅值。

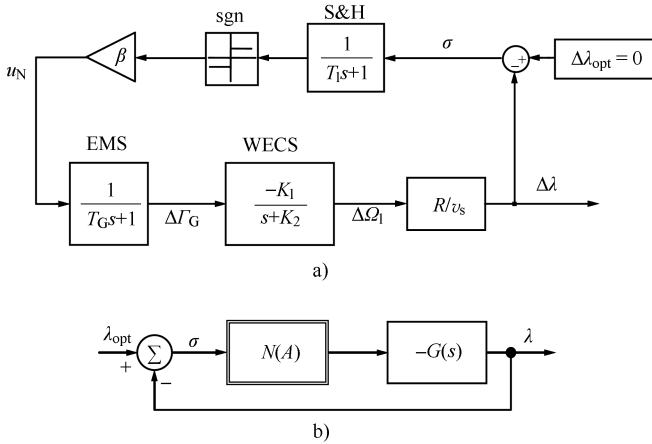


图 5-26

a) 用于分析自激振荡的带有开关控制器的闭环系统 b) 识别图 a 中的线性和非线性自激振荡系统

图 5-26b 中所示线性部分的传递函数为

$$G(s) = \frac{K_1 R}{v_s (T_G s + 1) (T_1 s + 1) (s + K_2)} \quad (5-20)$$

非对称非线性的闭环是否能自激振荡（对应一状态空间中的一些极限环）取决于谐波平衡方程

$$N(A) \cdot G(j\omega) + 1 = 0 \quad (5-21)$$

是否有解（Voicu, 1986; Teel 等, 1996）。此处，由式（5-19）和式（5-20）可推导得到式（5-21）有唯一的解，即

$$\begin{cases} A_0 = \frac{4\beta R \cdot K_1 T_G T_1}{\pi v_s [(T_G + T_1) + T_G T_1 (T_g + T_1) K_2^2 + (T_G + T_1)^2 K_2]} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1 + (T_G + T_1) K_2}{T_G T_1}} \end{cases} \quad (5-22)$$

此解给出了自激振荡的幅值和非线性部分（即继电器部分）输入信号的频率。因此，叶尖速度 $\bar{\lambda}(t)$ 的幅值和频率分别为

$$A_{0_\lambda} = A_0 \sqrt{\omega_0^2 T_1^2 + 1}, \quad \omega_{0_\lambda} = \omega_0 \quad (5-23)$$

令 $N_i(A) = -1/N(A)$ 为逆负函数。

图 5-27 给出了复平面上线性部分奈奎斯特曲线和非线性部分逆负函数的交点。

对于任何运行点（任何 v_s 值），图 5-26a 中的闭环系统都有稳定的自激振荡。其中闭环系统的参数由式（5-22）给出。由罗卜（Loeb）规则可以证明上述结论的正确性。当且仅当

$$S_0 = \left(\frac{dG_R}{d\omega} \right)_{\omega_0} \cdot \left(\frac{dN_{i_1}}{dA} \right)_{A_0} - \left(\frac{dG_1}{d\omega} \right)_{\omega_0} \cdot \left(\frac{dN_{i_R}}{dA} \right)_{A_0} > 0 \quad (5-24)$$

时， (A_0, ω_0) 才是稳态自激振荡点。其中 $G(j\omega) = G_R(\omega) + jG_1(\omega)$ ， $N_i(A) = N_{i_R}(A) + jN_{i_1}(A)$ 。通过一些简单计算可知，对任何 A 值， $dN_{i_1}/dA = 0$ ， $dN_{i_R}/dA = -\pi/(4\beta)$ ， $(dG_1/d\omega)_{\omega_0} > 0$ 。故可知式（5-24）是成立的。

可以注意到，式（5-22）所得的值与运行点位置和参数 K_2 相关。其中，运行点位置的变化取决于风速 v_s 的变化， K_2 的变化也由 v_s 决定。这就意味着复平面内 $\{A_0, \omega_0\}$ 的位置是变化的。根据上述讨论可以得到，每一个这样的点都可以稳定振荡。

参数不确定的鲁棒性

由式（5-17）可以知道，对于给定风速 v_s ，等效控制输入是高速轴的最优风转矩，即

$$u_{eq} = \Gamma_{wt}(\Omega_{l_{opt}}, v_s)/i = \Gamma_{wt_{opt}}/i$$

式中， $\Omega_{l_{opt}} = \lambda_{opt} v_s / R$ 。在大多数情况下， λ_{opt} 具有足够高的精度，但是当用于计算最优风转矩的值 $\Gamma_{wt_{opt}}$ 时，它的精度就不够高了。令 u_{eq_c} 为控制输入的计算值，

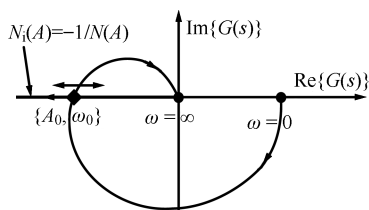


图 5-27 闭环系统在复平面上的自激振荡点

$u_{eq_{nec}} \equiv u_{eq_{opt}}$ 是它的必要值, 此值由 $\Gamma_{wt_{opt}}$ 得到。

如图 5-28 所示, 自激振荡的必要条件是: 采用开关控制 u_N 时, 差值 $\sigma = \lambda_{opt} - \bar{\lambda}$ 也会改变。若 $u_{eq_c} = u_{eq_{nec}}$, 那么对于任何 β 来说, σ 和 u_N 都会改变 [式 (5-18)]。当 u_{eq_c} 与 $u_{eq_{nec}}$ 的值差别很大时, 对于不同的 β 值, σ 永远不会改变。

令 $\Delta u_{eq} = u_{eq_{nec}} - u_{eq_c}$ 。理想情况是差值足够小 (控制参数足够精确), 以使对于一个非常小的 β 值, σ 的值也会改变。考虑到 EMS (一阶动态) 的滤波作用, 自激振荡能够发生的条件为

$$\frac{\beta}{\omega_0 T} > \Delta u_{eq} \quad (5-25)$$

对 Δu_{eq} 进行估计后, 式 (5-25) 就可以为 β 值的选择提供一个约束条件。如果控制参数不够精确 (即 Δu_{eq} 相当大), 那么增加 β 的值就可以实现控制目标, 但其代价是增加了机械应力。

为了减轻由控制输入引起的转矩变化, 基于式 (5-16) 提出了一个改进的控制方案。设计的控制器能够确保参数不确定的鲁棒性, 还可以减少由于控制输入部分的变化而引起的转矩变化。改进型的控制框图如图 5-29 所示。

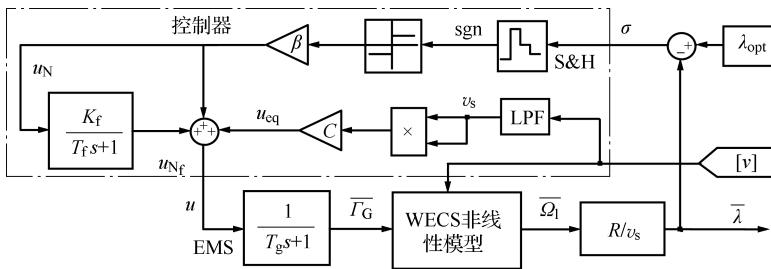


图 5-29 用于能量优化的改进的开关控制器

改进后的控制方案中, u_{mdf} 包含一个额外的低频部分, 下面用 u_{N_f} 来表示, 它是通过对变化部分 u_N 进行滤波得到的 (见图 5-29)。 u_{mdf} 的表达式为

$$u_{mdf} = u_{eq} + u_N + u_{N_f} \quad (5-26)$$

它与 u_N 的平均值成正比。正是在这部分结构中, 能够将差值 Δu_{eq} 置零。通过设定 u_{N_f} 的最大波动值, 可以得到滤波时间常数 T_f 。令 $K_f = \Delta u_{eq_{max}} \omega_0 T / \beta$, 此增益值就足够了, 其中 $\Delta u_{eq_{max}}$ 是 Δu_{eq} 的最大期望值。

5.4.2 案例研究 (5)

在基于 HAWT (水平轴风力机) 的小功率定桨距 WECS 中对开关控制方案进行了大量的仿真。其中在附录 A 和表 A-2 中给出了基于 HAWT 的小功率定桨距 WECS 的具体参数。控制参数为

- S&H 的 $T_s=0.01\text{s}$, 可以计算得到 $T_1=0.0054\text{s}$;
- 变化部分 u_N 的幅值为 $\beta=3\text{N}\cdot\text{m}$;
- 在所用的 WECS 中, $C\approx 0.25$ (通过乘以风速的二次方得到);
- 在改进控制方案中, 平均滤波时间常数为 5s , 它的增益为 20 。

图 5-30a 表明仿真能够得到控制的目的。叶尖速度在最优值附近只有很小的幅值振荡。此图还给出了在仿真中总风速和低频风速的变化过程 [可以看出 $v_s(t)$ 在 7m/s 附近波动]。

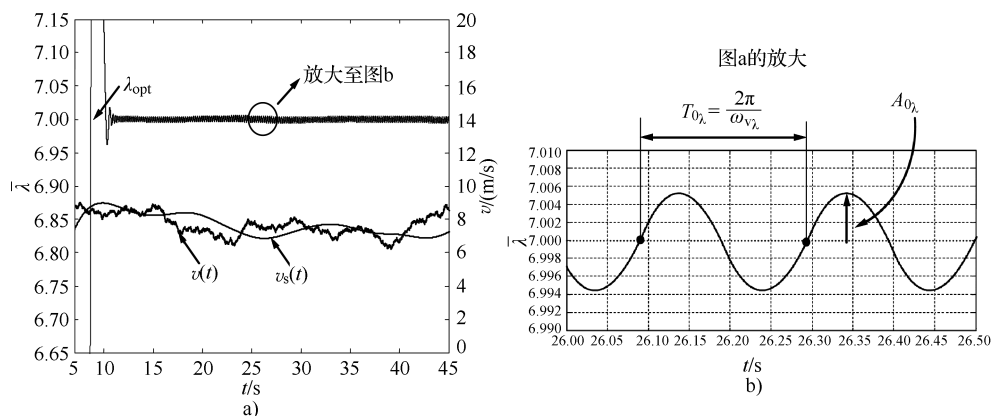


图 5-30

a) 风速和叶尖速度的关系 b) 叶尖速度小幅振荡

图 5-30b 是图 5-30a 的局部放大图, 可以看到叶尖速度振荡的幅值 $A_{0\lambda} = 0.005$, 周期 $T_{0\lambda} = 0.193\text{s}$; 这些值与在 $v_s = 7\text{m/s}$ 的条件下式 (5-22) 和式 (5-23) 的结果相当吻合。在整个风速变化范围内 (部分负荷区), 振荡的幅值足够小。

图 5-31 给出了对应于 (Ω_h, Γ_G) 平面内极限环的自激振荡的起始过程。其中低频风速为恒值, $v_s = 7\text{m/s}$ [Γ_G 和 $\Omega_l = \Omega_h/i$ 是线性系统 $G(s)$ 的状态变量——式 (5-20)]。

图 5-32 给出了在相同的不确定 Δu_{eq} 条件下, 改进控制方案 [式 (5-26)] 效率和最初的控制方案 [式 (5-16)] 之间的比较。改进控制方案在采用了一个较小的 β 值后仍然能得到相同的结果, 这就意味着转矩脉动的幅值更小, 频率更低, 从而能减轻机械疲劳。这样就获得了鲁棒特性。

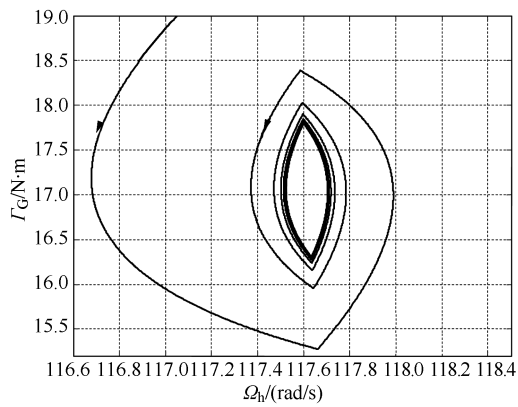


图 5-31 (Ω_h, Γ_G) 平面上的限制轨迹

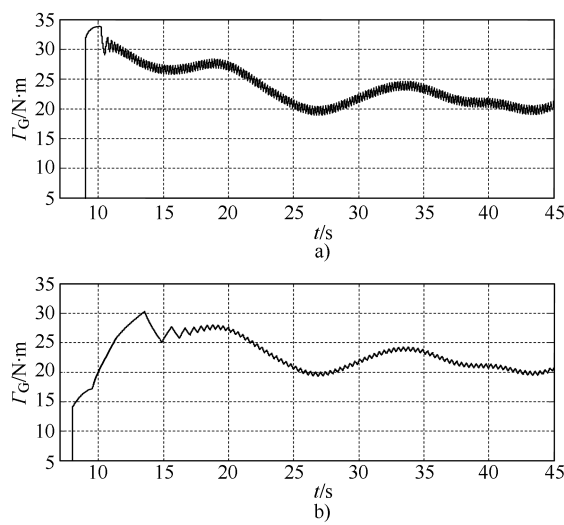


图 5-32

a) 初始控制方案的电磁转矩变化 b) 改进控制方案的电磁转矩变化

在文件 case_study_5 中，可以找到本案例 MATLAB/Simulink 的具体执行细节。

5.5 滑模控制

变结构控制非常适合应用于变速 WECS 控制中。在现有的电子器件的基础上，此控制很容易实现。它的主要缺点是抖振会引起机械应力的增加，但这种

缺点可以通过各种方法予以消除。

本节用滑模控制来跟踪基于双馈感应发电机的变速 WECS，以期得到最优捕获能量。在转矩脉动（控制输入）和优化跟踪之间进行平衡，设定一个理想的降阶动态模型，并且令发电机更接近于 ORC 运行，根据这一系列的系统设计，得到了一个滑面。这样，用转矩控制发电机，就实现了一个多目的（能源可靠性）的优化控制。

5.5.1 建模

图 5-33 是基于 DFIG（双馈感应发电机）的刚性传动链 WECS 的示意图。它通过转矩控制实现变速运行（一阶动态系统下的矢量控制模式——Pe ña 等，2000）。

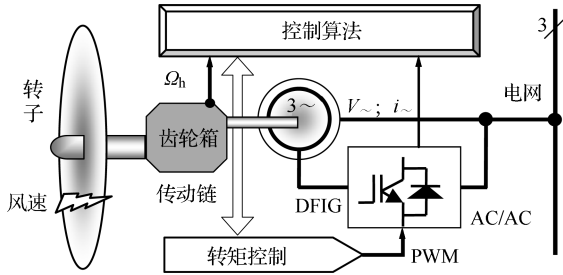


图 5-33 刚性传动的 DFIG WECS 根据转矩控制进行变速运行

建模是基于单面积模型（Wilkie 等，1990）建立的，并且假定风速是在有限频域内的。本节中使用范德尔豪文的风速模型（包含低频风速部分和湍流部分）。假定功率系数曲线是已知的；系统的动态过程可以忽略不计；发电机是理想发电机，即它的参数都是恒定不变的；在整个风速域内功率损失是恒定的。

从高速轴的运动方程（Wilkie 等，1990），可以得到系统方程为

$$\begin{cases} \dot{\Omega}_h(t) = \Gamma_{wt}(i\Omega_h, v)/(iJ_t) - \Gamma_G/J_t \\ \dot{\Gamma}_G(t) = -\Gamma_G/T_G + u/T_G \end{cases} \quad (5-27)$$

式中， J_t 是高速轴的惯量， $J_t = J_{wt}/i^2$ ，其中 J_{wt} 是风轮惯量； u 是电磁转矩参考值， $u = \Gamma_G^*$ 。

5.5.2 基于减轻机械负荷的能量优化

滑面

本来建立滑面的目标是使风力机尽可能运行在 ORC 上，但在本节中内在的控制效果就具有了对抗性。寻找滑面的依据是风速；其在 (Ω_l, P_{wt}) 平面上的形状必须与 ORC 上的每一个风速值都有交点，并且此滑面必须能够调整斜率以调整滑模的动态特性。状态方程 [式 (5-27)] 可以表达为下面的形式：

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot \mathbf{u}$$

式中， $\mathbf{x} = [\Omega_h \quad \Gamma_G]^T$ ， $\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = [\Gamma_{wt}(\Omega_h/i, v)/(J_t \cdot i) \quad -\Gamma_G/J_t \quad -\Gamma_G/T_G]^T$ 都

是非线性的, 其原因是风转矩 $\Gamma_{wt}(\Omega_h/i, v)$ 和 $\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = [0 \quad 1/T_G]^T$ 。这样, 状态方程便有了一般的形式 (DeCarlo 等, 1996)。降阶动态模型可以表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\Omega}_h \\ \dot{\Gamma}_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{wt}(\Omega_h/i, v)/(J_t \cdot i) - \Gamma_G/J_t \\ -\Gamma_G/T_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/T_G \end{bmatrix} \cdot u \quad (5-28)$$

滑模的动态过程 (即在滑面上) 可以假定为与线性模型等效:

$$\dot{\Omega}_h = [\Gamma_{wt}(\Omega_h/i, v)/i - \Gamma_G]/J_t \equiv [a_1 \quad a_2] \cdot [\Omega_h \quad \Gamma_G]^T \quad (5-29)$$

式中, a_1 和 a_2 对应于滑面上的一阶动态特性。在经过一些代数推导过程后 (见附录 B-1), 滑面的初始形式为

$$\sigma = a_1 \cdot J_t \cdot \Omega_h + \Gamma_G \cdot (1 + a_2 \cdot J_t) - \Gamma_{wt}/i \quad (5-30)$$

参数 a_1 为滑模动态过程的时间常数。对参数 a_2 进行适当的选择就能够得到稳态情况; 这样, 就可以得到滑面的平衡。在本设计中, 假设我们感兴趣的是能量的最优化, 那么平衡点就应该在最优点上 (即在 ORC 上)。可以注意到式 (5-30) 与不能够测量的风转矩相关。由运动方程可以得到 $\Gamma_{wt}/i - \Gamma_G = J_t \cdot \dot{\Omega}_h$; 因此, 滑面的等效形式可以表示为

$$\sigma = a_1 J_t \Omega_h + \Gamma_G a_2 J_t - \underbrace{(\Gamma_{wt}/i - \Gamma_G)}_{J_t \cdot \dot{\Omega}_h} = a_1 J_t \Omega_h + a_2 J_t \Gamma_G - J_t \dot{\Omega}_h \quad (5-31)$$

由式 (5-31) 可以看出, 滑面的计算与状态变量的导数相关, 这对于实时运行来说是不方便的。运用一个一阶高通滤波器可以对导数进行估计, 此滤波器的传递函数为 $\frac{s}{T_f s + 1}$ 。

滑模控制方案

现在, 必须计算出滑模控制方案的两个组成部分: 等效控制输入部分 u_{eq} 和开关部分 u_N (DeCarlo 等, 1996)。在附录 B-1 中给出了等效控制输入的详细计算过程 (Munteanu 等, 2006b)。等效控制输入的表达式为

$$u_{eq} = \Gamma_G - \frac{T_G}{1 + a_2 J_t} (a_1 J_t \Omega_h + a_2 J_t \Gamma_G) [a_1 - A(\lambda, v)] \quad (5-32)$$

式中,

$$A(\lambda, v) = (K v R^2)/i^2 \cdot [C'_p(\lambda) \cdot \lambda - C_p(\lambda)]/\lambda^2$$

其中, K 是一个不变量, $K = 0.5\pi\rho R^2$; $C'_p(\lambda)$ 是以 λ 为参数的功率系数的导数。

控制方案同样也需要转矩值的大小, 如式 (5-32) 所示。在滑模控制中利用收敛速度可以得到参数 a_1 的值: $a_1 = -1/T_{sm}$, 其中 T_{sm} 是时间常数。 a_2 的值是由预期的稳态目标决定的, 稳态即对应于 λ_{opt} 的最优工作点 (OOP)。从 $\dot{\Omega}_h = a_1 \cdot \Omega_{hopt} + a_2 \cdot \Gamma_{Gopt} = 0$ 可以推导得到 $a_2 = -a_1 \cdot \Omega_{hopt}/\Gamma_{Gopt}$ 。

应用滑模控制时, a_1 是时间常数的相反数, a_2 是静态增益。对 a_2 进行修改, 即

$$a_2 = -a_1 \cdot \frac{\Omega_{\text{hopt}}}{\Gamma_{\text{Gopt}} [1 + k \cdot (\Omega_h - \Omega_{\text{hopt}}) / \Omega_{\text{hopt}}]} \quad (5-33)$$

式中, $k \geq 0$, 则在 OOP 附近的运行点波动将会减小。式 (5-33) 并没有太大的价值, 但是它可以确保运行点在 OOP 周围, 否则若参数 a_2 太大, 则系统的运行点就会有过大的偏差。 k 值越大, 就能越快达到最优稳态运行点 $(\Omega_{\text{hopt}}, \Gamma_{\text{Gopt}})$, 从而也能够更好地对 ORC 进行跟踪 (下一节中的大量实时仿真结果可以证明这一点)。这样, 系统就能够更精确地达到控制目标, 即能量最优化; 但是控制输入变量的变化值也会增大, 影响了可靠性。综合两方面的考虑, 选择 k 值时, 可以在达到精确的控制目标和获得可靠性之间选择一个平衡点。当 k 增大时, 在转速-功率平面内的滑面斜率也会相应增大; 这样, 就能够更紧密地对 ORC 进行跟踪。因为 $(\Omega_{\text{hopt}}, \Gamma_{\text{Gopt}})$ 取决于风速, 故滑面也会随着风速的改变而改变。

滑模控制的开关部分 u_N 可以表示为所得滑面的李雅普诺夫函数:

$$u_N = -\alpha \cdot \text{sgn}_h(\sigma) \quad (5-34)$$

式中, $\text{sgn}_h(\cdot)$ 是一个宽度为 h 的滞后函数。

最后可以得到, 滑模控制方案是等效部分和开关部分的总和, 即

$$u = u_{\text{eq}} + u_N \quad (5-35)$$

5.5.3 案例研究 (6)

为了评估滑模最优控制的性能, 我们进行了一系列的 MATLAB/Simulink 数值模拟仿真。在仿真中选用基于 HAWT 的定桨距 WECS 作为仿真对象, 在附录 A 和表 A-2 中可以找到它的具体参数。

图 5-34 给出了对应于风速阶跃突变的闭环系统的仿真结果, 其中我们设置

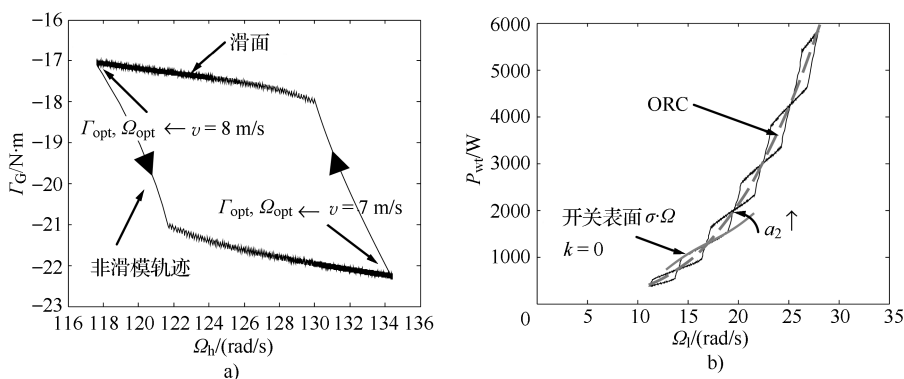


图 5-34 由滑模控制优化的 WECS: 对于 $k=0$ 的风速阶跃响应

a) 状态空间结果 b) 不同风速下, ORC 与 ORC 平面内滑面的相对位置关系

参数 $k=0$ 。由图 5-34a 可以看到, 运行点开始运行到新的滑面, 然后在滑模控

制下向最优点移动。图 5-34b 给出了在不同风速下, ORC 与 ORC 平面内滑面的相对位置关系。

图 5-35 是在 5min 区间内的具体仿真结果。我们使用了一个随机风速模型, 其湍流强度为一个中等值, 即 $I=0.17$ 。此风速模型是由 IEC 标准下的冯卡门模型得到的, 如图 5-35a 所示。在控制方案中设 k 的值为 5。图 5-35b、c 给出了在保持最优转换时的控制方案结果。当风速增加时, 效率也会随之增加 (见图 5-35d), 这表明一个适当的参数 k 可能是有用的。

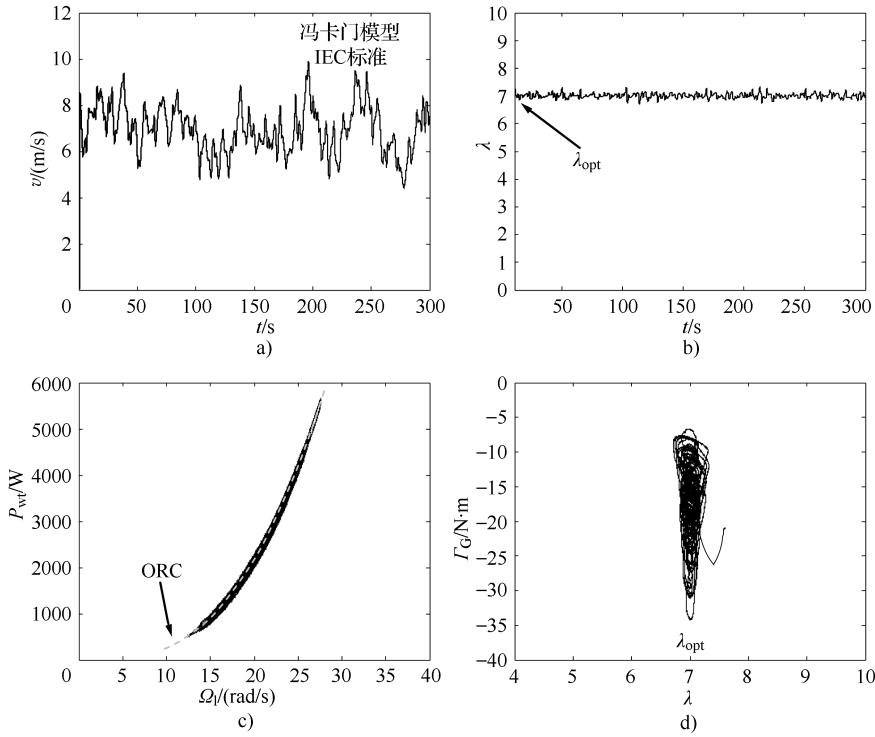


图 5-35 $k=5$ 及 $\alpha=0.3$ 的滑模控制结果

a) 使用的风速序列 b) 叶尖速度结果 c) ORC 轨迹 d) 叶尖速度对应的电磁转矩

本案例的 MATLAB/Simulink 执行的具体细节可以在 case_study_6 文件夹中找到。

5.5.4 实时仿真结果

在一个物理仿真器中对滑模控制方案的最初形式 [式 (5-35) 中用式 (5-32) 和式 (5-34) 进行替换] 进行了测试, 此物理仿真器是根据第 7 章所阐述的半实物仿真方法进行设计的。为了进行实时测试, 由于存在一些缺点, 必须对滑模控制方案的最初形式进行一些改动。下面就对这些缺点和为了减少这

些缺点进行的改进进行阐述。

提供给高速轴的最优运行点坐标为 $(\Omega_{\text{opt}}, \Gamma_{\text{opt}})$, 此坐标是由风力机的参数——机械传递效率和发电效率计算得到的。在 Γ_{opt} 前加上一个修正系数 η_{em} , 这是对风力发电系统机电系数的估计, 在系统中可以加上叶尖速度比的整体稳态误差 $\lambda - \lambda_{\text{opt}}$ 。 η_{em} 随着转速的变化呈 S 形状变化, 这是经过测量得到的。这个改变是针对式 (5-32) 给出的等效控制输入的, 其中的 a_2 被替换为 $a_2 = -a_1 \eta_{\text{em}} \Omega_{\text{opt}} / \Gamma_{\text{opt}}$ 。

当进行运算时, 其中一些缺点就是必须依赖功能和结构参数。第一, 必须对 OOP 周围的参数 $A(\lambda, v)$ 进行估计。如果运行点与 ORC 足够接近, 那么就可以对这些值进行误差很小的估计。第二, 既然控制输入的计算依赖于低速轴转速梯度的测量, 那么对转速进行顺利的测量就是很有必要的。可以注意到, 如果提高开关部分 u_N 的参数 α 的值, 那么控制方案对结构参数的依赖程度将会降低。这样就会增加滑面的容易接近程度和鲁棒性, 但同时也会增加抖动的强度。

由于优化控制方案在运行状态不同时得到的效果也不同, 所以找到一个合适的规则来确定参数 k 的值就成为必要, 其中 k 的值取决于风速的变化。实际上, 正是参数 k 体现了滑模控制方案的自由度。

最后, 使用继电器功能来获得可改变控制输入的做法会引起发电机难以承受的转矩/电流变化。使用一个连续的滞后 S 型函数 (例如, 双曲正切), 对于减轻额外的疲劳具有很好的效果, 这是因为电磁转矩和电流的波动不会对控制方案的鲁棒性造成很大的影响。

基于上述讨论对控制方案进行修改后, 我们进行了实时仿真。下面讨论仿真结果。

闭环 WECS 实时仿真的总体性能可以通过图 5-36 的捕捉画面进行评价。图 5-36 给出了通过变速得到的能量可靠性优化中主要变量的变化过程。平衡系数设为一个中等值, 即 $k=5$; u_N 的幅值设为 $\alpha=0.3$ 。

应用 IEC 标准中的冯卡门频谱模型, 我们对风速模型进行了 2min 的模拟, 它具有中等的湍流强度, 如图 5-36a 所示。由叶尖速度的变化过程 (见图 5-36b) 和功率系数的变化 (见图 5-36c), 可以估计出优化转换的跟踪精度。图 5-36d 给出了在运行点变化时控制方案的效率变化。由图 5-36e 可以看出转速-功率平面内的 ORC 跟踪精度。输入电网的有功功率变化过程如图 5-36f 所示。这些体现了最终的转换效果。

最后, 图 5-37 给出了平衡系数 k 对实现控制目标的影响。事实上, 随着 k 值的增加, ORC 的跟踪精度也会增加 (图 5-37d~f)。但是控制输入 (电磁转矩) 的变化也会增加 (图 5-37a~c), 机械应力也会相应增大。

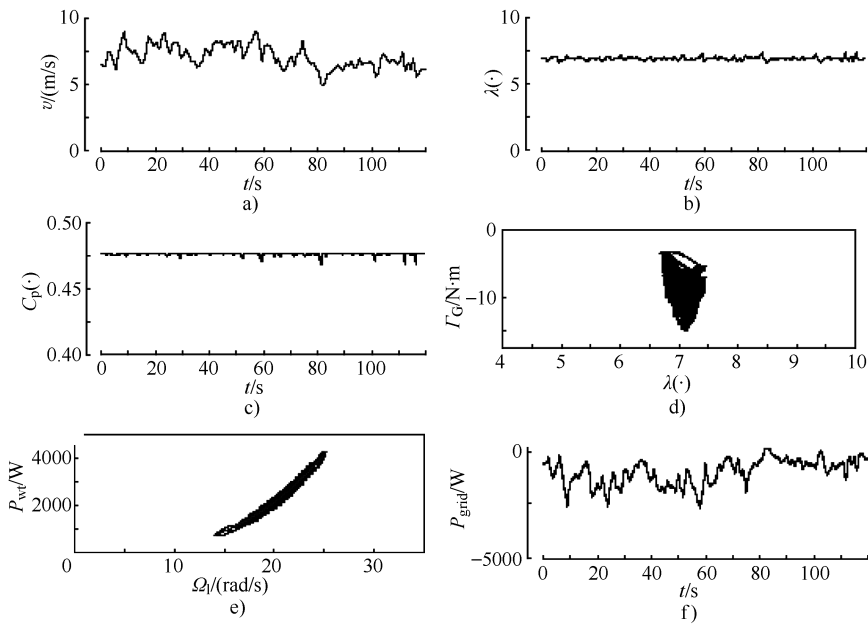


图 5-36 WECS 实时仿真结果

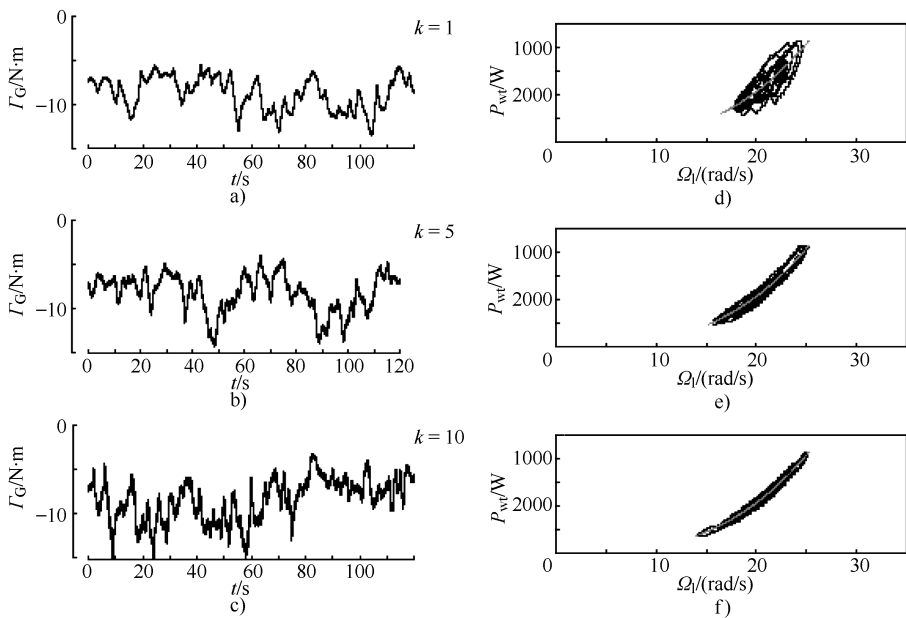


图 5-37 滑模控制下 WECS 的实时仿真结果

5.5.5 小结

本节中所阐述的滑模控制的目标是使捕获功率最大化，同时限制电磁转矩

的变化。保证最优叶尖速度比就意味着转矩变化非常大, 所以选择一个合适的滑面是一个很重要的任务。这样一个滑面可以经过系统的分析之后得到。此滑面随着风速的变化与 ORC 永远有交点, 并且依赖于一个期望的能量-可靠性平衡系数。通过施加一个降阶动态系统, 可以使运行点与 ORC 无限接近。此动态系统内在地就要求在高频变化范围内要对发电机转矩变化进行限制。减轻由发电机控制引起的传动链机械疲劳会提高 WECS 的整体可靠性。调整平衡系数 k 的值可以提高 WECS 的灵活性, 这样, 当发电机运行在电站所允许的特殊条件下(例如, 由湍流引起的机械应力不太大)时, 风能转换效率就能够显著地提高。

不论实际的气象如何, 实时仿真都能够检验在不同的风速下所提出的控制方案的有效性。为了处理实际情况中的一些限制和建模中的不确定因素, 我们对控制方案的理论条件进行了适当的修改。即使不经过控制, 抖振频率也比系统的最快变化频率要高。

另外, 还有两个方向值得我们继续研究, 即方案的进一步完善和拓展。

在完善方案方面, 需要对闭环系统的鲁棒性和滑模控制的设计进行进一步研究。同时, 必须寻找一个合适的平衡系数关系表达式, 即当在某种程度上对跟踪性能进行让步时, 机械应力能减轻多少。

在方案的拓展方面, 用提出的方案处理大功率系统是一个很有挑战性的课题。在大功率系统中, 时间常数更大, 动态性能更加复杂, 叶片形状太大会引起一系列效应(振动、塔筒阴影效应等), 并且还需要一个合适的模型。对疲劳强度进行彻底的分析也是非常必要的, 它有助于分析系统变量变化时, 对系统可靠性的影响。

5.6 反馈线性化控制

由于 WECS 是高度非线性系统, 但是非线性特性比较平滑, 故一个可能的最优控制设计方案为反馈线性化控制(Isidori, 1989)。由于能够用于电气传动控制(Lee 等, 2000), 这种方案已经在基于同步发电机的电网能量转换系统中得到应用(Chapman 等, 1993; Savaresi, 1999; Akhrif 等, 1999; Wang 等, 1993)。

本部分主要介绍自动混合风力发电系统中鲁棒控制的反馈线性化设计方案。

5.6.1 WECS 建模

自动风力发电系统是一个独立的发电系统, 它与当地电网相连。为了保证电能供应的连续性, 该系统还需要其他的电能来源, 例如柴油发电机、电池和/或光伏板。风力发电系统和这些能源(常规或可再生)中的任何一种相互结合, 就形成了所谓的混合风力发电系统(HWPS)。在本部分中, 混合风力发电系统

包含一个变速风力机，它驱动永磁同步发电机（PMSG）通过电力变流器与区域电网相连（见图 5-38）。

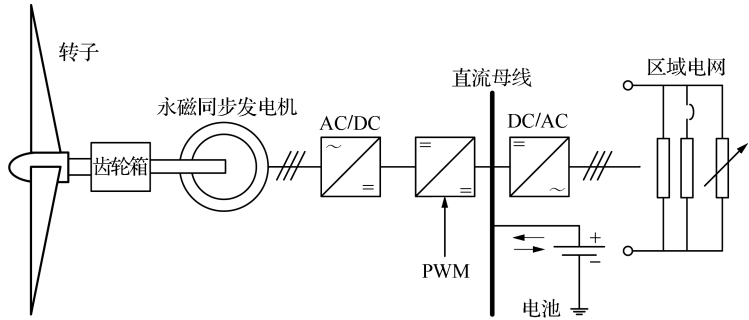


图 5-38 基于 PMSG 的变速 WECS 分析

（本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并进行了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。）

为了保证基于 PMSG 的 WECS 正常运行，在系统中加入了几个控制环。局部控制环包括：通过电力电子器件与电网连接的控制环；确保最大风能捕获的控制环。后者根据风速的变化控制轴转速，以保证能够获得最大风能捕获，它是通过一个作用在 DC 连接上的内部的电流控制环来实现的。这将会改变发电机终端的等效电阻。在负荷/空负荷运行时，电源的整体控制是以这样一种方式进行的：风力发电机发出的有功功率能够满足负荷的有功功率需求。

本部分的重点在于确保最优风能捕获的局部控制环，并且假定其他的控制环都正常工作。功率器件的动态变化过程比基于 PMSG 的 WECS 动态过程明显要快很多，故可以忽略不计。图 5-39 中的系统可以等效为一个确保最优风能转

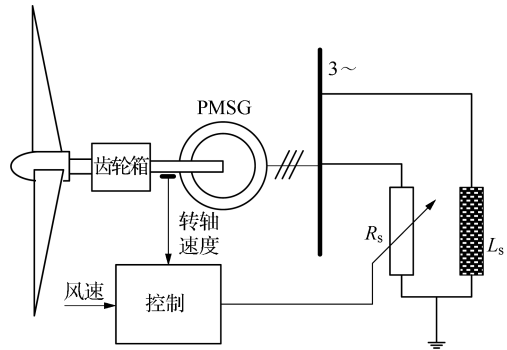


图 5-39 基于 PMSG 的等效 WECS

（本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并进行了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。）

换的子系统。用一个等效的负荷代替功率元件，等效负荷的参数为：常电感 L_s 和变电阻 R_s 。变电阻 R_s 是控制变量。系统的具体建模细节参见 3.6.2 节。

在本控制中一个经常遇到的困难是综合计算非常复杂。在 WECS 的特殊情况下，为了包含所有的运行阶段（包含起动阶段），用叶尖速度表示的风转矩系数变化必须是一个高阶多项式函数。在反馈线性化计算时，必须得到一个简化的表达式，否则，设计过程将会变得十分困难。因此，风转矩系数表达式用一个二阶多项式来代替六阶多项式 [见式 (3-25)]，将起动阶段排除在外（见图 5-40）。

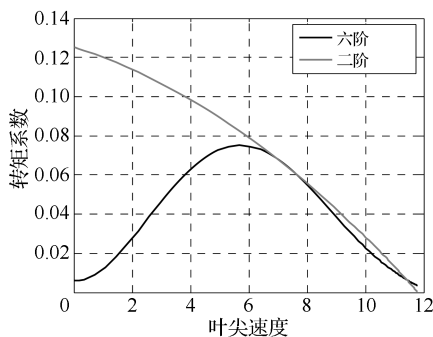


图 5-40 六阶和二阶转矩系数对比

5.6.2 控制器设计

本控制的目的是当 WECS 运行在部分负荷区时能够获得最大功率捕获。这是通过控制轴转速来实现的。利用式 (3-58) 和式 (3-30)，可以得到基于 PMSG 的 WECS 模型表达式：

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (5-36)$$

式中，

$$\begin{cases} \mathbf{x} = [i_d \quad i_q \quad \Omega_h]^T \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d + L_s} [-R x_1 + p(L_q - L_s)x_2 x_3] \\ \frac{1}{L_q + L_s} [-R x_2 - p(L_d + L_s)x_1 x_3 + p\Phi_m x_3] \\ \frac{1}{J} (d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - p\Phi_m x_2) \end{bmatrix} \\ \mathbf{g}(\mathbf{x}) = [g_1 \quad g_2 \quad g_3]^T = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d + L_s} x_1 & -\frac{1}{L_q + L_s} x_2 & 0 \end{bmatrix}^T \\ u = R_s \\ \mathbf{h}(\mathbf{x}) = x_3 = \Omega_h \end{cases} \quad (5-37)$$

为了确定系统的相关度 (Isidori, 1989)，对 Lie 导数进行计算（见附录 B-2）：

$$\begin{cases} L_f h(\mathbf{x}) = d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - d_4 x_2 \\ L_g L_f h(\mathbf{x}) = -d_4 a_3 x_2 \neq 0 \end{cases} \quad (5-38)$$

由于 $L_g L_f^n h(\mathbf{x}) \neq 0$ ，其中 $n=1$ ，故系统的相关度为 $r=n+1=2$ 。这就意味着仅仅能够部分线性化。这样的线性化仅仅能够影响系统中对输入输出映射起

作用的动态部分，而其他的动态部分是内在的并且不影响系统的输入输出映射。

为了将系统的表达式通用化（见附录 B-2），需进行坐标变换，以满足可微分条件：

$$\frac{\partial z_3}{\partial x_1} g_1 + \frac{\partial z_3}{\partial x_2} g_2 + \frac{\partial z_3}{\partial x_3} = \frac{\partial z_3}{\partial x_1} a_3 x_1 + \frac{\partial z_3}{\partial x_2} a_3 x_2 = 0 \quad (5-39)$$

式中， $a_3 = -1/(L_d + L_s)$ 。条件还应满足 $z_3 = a_3 x_1/x_2$ 。由坐标变换得到的系统部分线性化表达式为

$$\mathbf{z} = \Phi(x_1, x_2, x_3) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x_1, x_2, x_3) \\ \Phi_2(x_1, x_2, x_3) \\ \Phi_3(x_1, x_2, x_3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 \\ d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - d_4 x_2 \\ \frac{a_3 x_1}{x_2} \end{bmatrix} \quad (5-40)$$

为了能够进行逆变换（Isidori, 1989）， $\Phi(x_1, x_2, x_3)$ 应是非奇异的。使用 MATLAB 中的符号工具箱可以验证这一条件。直接坐标变换为

$$\begin{cases} z_1 = h(\mathbf{x}) = x_3 \\ z_2 = L_f h(\mathbf{x}) = d_1 v^2 + d_2 v x_3 + d_3 x_3^2 - d_4 x_2 \\ z_3 = a_3 x_1/x_2 \end{cases} \quad (5-41)$$

逆变换为

$$\begin{cases} x_1 = a_3 z_3 \frac{d_1 v^2 + d_2 v z_1 + d_3 z_1^2 - z_2}{d_4} \\ x_2 = \frac{d_1 v^2 + d_2 v z_1 + d_3 z_1^2 - z_2}{d_4} \\ x_3 = z_1 \end{cases} \quad (5-42)^\ominus$$

$$\text{令} \quad A = d_1 v^2 + d_2 v z_1 + d_3 z_1^2 - z_2 \quad (5-43)$$

则控制输入（Isidori, 1989）为

$$u = \frac{1}{L_g L_f h(\mathbf{x})} [-L_f^2 h(\mathbf{x}) + u_v] \quad (5-44)$$

其中，

$$\begin{cases} L_f^2 h(\mathbf{x}) = -d_4 \cdot f_2 + (d_2 v + 2d_3 x_3) \cdot f_3 \\ L_g L_f h(\mathbf{x}) = -d_4 a_3 x_2 \end{cases} \quad (5-45)$$

式（5-45）和式（5-38）中的参数相同， f_2 和 f_3 是式（5-37）中函数 f 的组成分量。控制输入包含一个状态反馈部分和一个 u_v 组成部分。状态反馈部分为 Lie 导数 $L_f^2 h(\mathbf{x})$ 和 $L_g L_f h(\mathbf{x})$ ， u_v 组成了线性输入输出映射的动态部分。选用 u_v 作为状态反馈控制（Ceangă 等, 2001），如图 5-41 所示。为了确保在稳态运行时的零误差，加入了一个积分器。

$\ominus$ x_1 的表达式中，不应含有 x 。原书错误，此处已作修改。——译者注

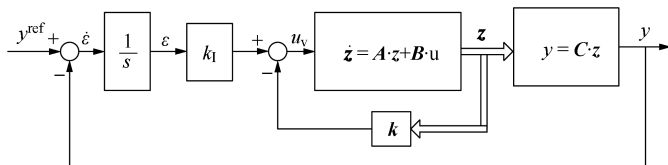


图 5-41 状态反馈控制

线性化模型为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (5-46)$$

利用极点配置方法可以计算得到控制输入 u_v 为

$$u = - \underbrace{[k_1 \ k_2]}_k \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + k_1 \cdot \epsilon \quad (5-47)$$

$$\text{式中,} \quad \epsilon = y^{\text{ref}} - y = y^{\text{ref}} - [1 \ 0] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (5-48)$$

定义扩展状态矢量 $\hat{z} = [z_1 \ z_2 \ \epsilon]^T$, 则线性系统可以进一步表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{\epsilon} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \epsilon \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot y^{\text{ref}} \quad (5-49)$$

控制输入 u_v 也相应地表示为

$$u_v = - [k_1 \ k_2 \ -k_I] \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \epsilon \end{bmatrix} \quad (5-50)$$

因此, 闭环系统可以由下式来描述:

$$[\dot{z}_1 \ \dot{z}_2 \ \dot{\epsilon}]^T = \left(\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [k_1 \ k_2 \ -k_I] \right) \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \epsilon \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot y^{\text{ref}} \quad (5-51)$$

如上所述, k_1 、 k_2 和 k_I 由极点配置方法计算得到。通过施加一个参数为开关频率 $\omega_0 = 20\text{rad/s}$ 、阻尼系数 $\zeta = 0.9$ 的主极点对, 可以得到

$$k_1 = 4000; \ k_2 = 136; \ k_I = 40000$$

5.6.3 案例研究 (7)

本案例中,使用基于 PMSG 的 WECS 作为研究对象;在附录 A 和表 A-3 中给出了它的特性。通过在 MATLAB/Simulink 进行仿真来对反馈线性化控制的性能进行评估。

应用反馈线性化控制的最大风能捕获框图如图 5-42 所示。

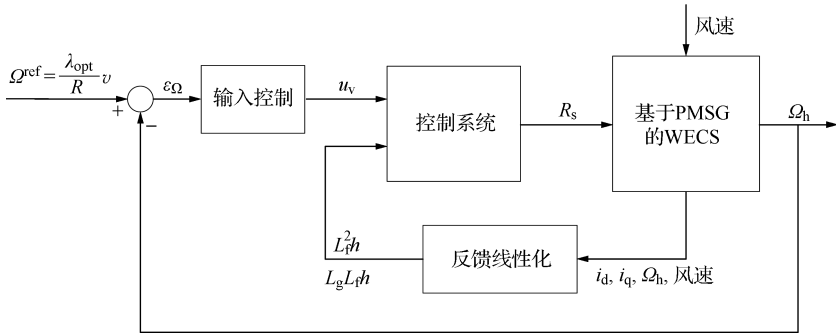


图 5-42 基于 PMSG 的 WECS 反馈线性化控制

此框图的描述如下:

- 基于 PMSG 的 WECS——非线性模型表达式由式 (5-37) 给出;
- 反馈线性化控制——控制系统中的坐标变换、逆坐标变换,以及 Lie 导数 $L_f^2 h(\mathbf{x})$ 和 $L_g L_f h(\mathbf{x})$ 都在框图中给予描述。其中坐标变换得到的新坐标为 $\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dot{z}_3$;

- 控制输入——根据图 5-41 和式 (5-50), 计算出了线性系统的控制输入;
- 控制系统——根据式 (5-44) 计算得到了 WECS 的总控制输入。

为了能够对上述方案做出正确的评估,首先对应于正常工作情况,我们对风速进行了模拟,风速的变化范围是从 3~11m/s。发电机转速与最优转速的关系如图 5-43 所示。控制器基本上能够确保了速度跟踪。

运用 IEC 标准中的冯卡门频谱模型,我们再次进行了风速模拟,平均风速为 7m/s,湍流强度为 $I = 0.15$ (见图 5-44)。功率系数的变化过程和最优功率系数相对位置关系如图 5-45a 所示。图 5-45b 给出了叶尖速度的变化情况。当风速变化范围为 5~10m/s 时,反馈线性化控制器能够确保最大风能捕获。

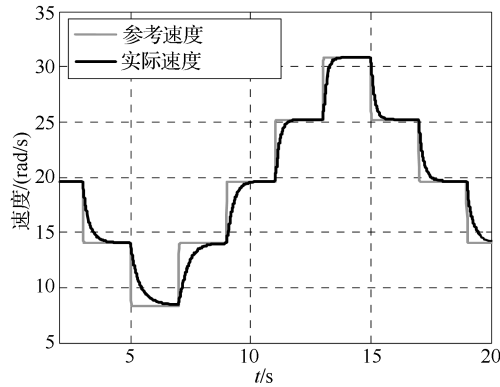


图 5-43 实际轴速和参考速度的对比

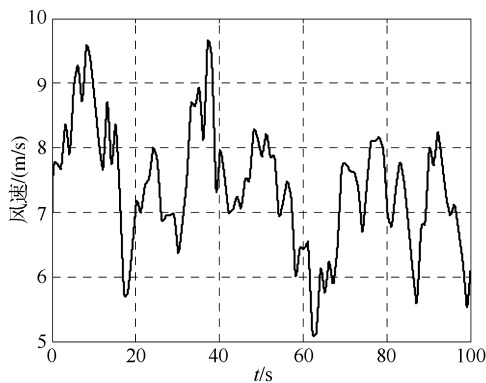


图 5-44 风速曲线

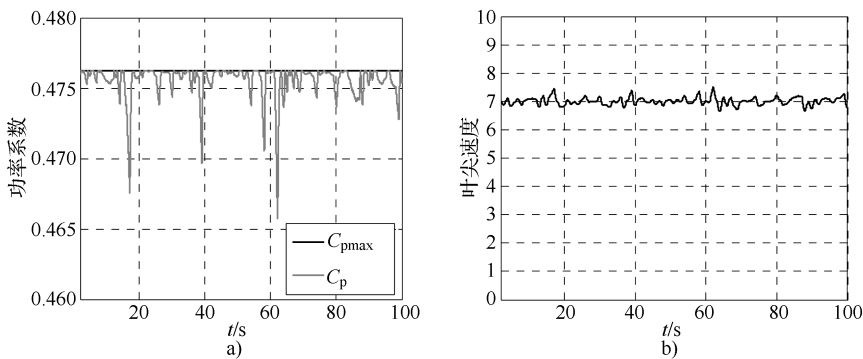


图 5-45

a) 功率系数 b) 叶尖速度

在文件 case_study_7 中，可以找到本案例 MATLAB/Simulink 仿真的具体执行细节。

5.7 QFT 鲁棒控制

鲁棒控制即“对由于未知扰动引起未知的动态过程的参数不确定的发电机进行控制”（Chandrasekharan, 1996）。从上述定义中可以看出，鲁棒控制系统的一个主要问题就是不确定性和控制系统怎样处理这种不确定性。

鲁棒控制器的一种设计方法是基于定量反馈理论（QFT）进行设计的（Horowitz, 1993）。QFT 的目的是实现一系列预期的性能，并且能够在发电机参数不确定且变化的情况下实现稳定运行。相关的设计过程是一个循序渐进的过程，其中最重要的一个环节是环路的形成，它是通过在频域内对环路传递函

数的零极点进行配置得到的。本部分将会介绍自动混合风力发电系统使用 QFT 方法的鲁棒控制系统的设计过程。

5.7.1 WECS 建模

应用于 QFT 控制设计的 WECS 与 5.6 节中用于反馈线性化控制的 WECS 结构一模一样。本系统中 QFT 的设计方法源于 3.6.2 节中所介绍的零极点分布分析的结果。如图 3-30 所示, 系统呈现出二阶动态特性, 它的切出频率和阻尼系数都与 ORC 上运行点的位置紧密相关。因此, 系统是非线性的, 鲁棒控制器的设计并不容易。

5.7.2 基于 QFT 的控制设计

基于 QFT 的设计技术是基于开环传递函数的频域形状进行设计的 (Horowitz, 1993)。在尼科尔森图表中, 发电机增益和相角的不确定性都被表现了出来; 并且这种不确定性被用来确定频域中开环频域响应的区域, 以满足对系统性能和稳定性的特殊要求。

QFT 设计方案使用了两个自由度的控制结构, 它使用了一个补偿器 $C(s)$ 和一个预滤波器 $F(s)$, 如图 5-46 所示。

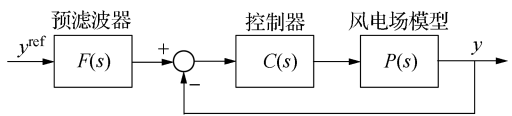


图 5-46 二阶自由控制结构

QFT 设计方案需要完成很多步

骤, 下面给出这些步骤的简要描述 (Wu 等, 1998)。

1) 系统表达形式。系统通过一系列在运行范围内不同运行点的线性时不变 (LTI) 传递函数进行描述。运行范围是根据控制目标来选定的。

2) 设计规范。本设计的规范主要是针对期望的动态性能和闭环系统的稳态性能的。跟踪规范中规定了由于参数的不确定和变动引起的闭环跟踪响应的变化范围, 通常是在时域内表示的:

$$y_L(t) \leq y(t) \leq y_U(t) \quad (5-52)$$

式中, $y(t)$ 为系统的跟踪阶跃响应; $y_L(t)$ 和 $y_U(t)$ 分别是阶跃响应的下限和上限。因为 QFT 是一个频域设计方案, 故时域中的跟踪响应必须转换到频域中。

不论发电机参数在不确定的区域内如何变化, 鲁棒稳定性规范确保了闭环系统的稳定性。鲁棒稳定性规范可以表示如下:

$$\left| \frac{C(j\omega)P(j\omega)}{1+C(j\omega)P(j\omega)} \right| \leq \alpha_B \quad (5-53)$$

式中, α_B 的通常取值范围为 $\alpha_B < 2\text{dB}$ 。

3) 选择频率序列。频率序列在具体的设计阶段之前进行选择, 它由不同的频率点组成, 在这些频率点处会设计出模板和各种限制。选择这些频率时没有

严格的标准，即判断频率。

4) 发电机不确定性和计算模型不准确性。发电机的不确定性可以是参数（结构）的不确定或非参数（非结构性）的不确定，或者两者兼而有之。

5) 发电机模型的选择。必须选定一个发电机模型以在参数不确定的情况下加以使用。

6) 限制条件的确定和结合。利用步骤 2) 的设计规范和步骤 4) 的模板可以确定各种限制条件。图 5-46 所示系统的开环传递函数为

$$L(s) = C(s)P(s) \quad (5-54)$$

本方案中有各种不同的限制：鲁棒稳定性限制、跟踪限制、超高频率限制和分布限制。传递函数 $L(j\omega)$ 在每一个判断频率处必须满足这些限制条件。如果应用不止一种限制条件，那么这些限制条件就必须结合起来，并且运行条件必须满足这些综合约束。

7) 环路形成。该控制器的设计是以一种非常透明的方式进行的，在尼科尔森平面内形成环路。确定环路时，将判断频率处的各种限制条件和开环传递函数结合在一起作为参考。在设计时，通过在每个频率处满足各种限制条件来确定频率响应的增益、零极点。

8) 预滤波器的设计。预滤波器的目的是为了保证系统的闭环响应能够满足闭环响应稳定和/或波动的要求。环路也是在频域内形成的，它用的是博德图而不是尼科尔森图。预滤波器能将闭环传递函数的频率响应转换成规范形式，从而得到系统的跟踪性能。

9) 分析和验证。最后，对所得到的闭环控制系统进行分析，以确保频域的设计规范能够得到满足。还应该进行时域仿真，以评估系统的跟踪性能。

5.7.3 案例研究 (8)

本案例中，使用基于 PMSG 的 WECS 作为研究对象；在附录 A 和表 A-3 中给出了它的特性。使用 MATLAB 中的 QFT 工具箱，对鲁棒控制器进行设计，目的在于使能量捕获最大化。控制器控制发电机转速以使系统运行在 ORC 上。控制输入为等效负荷电阻 R_s 。在附录 B-3 中给出了 QFT 设计的具体过程。

在 3~11m/s 的风速变化范围内，控制器的传递函数为（见附录 B-3）：

$$C(s) = \frac{6.84(s+62.5)(s+10.06)(s+9.93)}{s(s+1265)(s+5.24)} \quad (5-55)$$

预滤波器的传递函数为（见附录 B-3）：

$$F(s) = \frac{5478.55}{(s+343.7)(s+15.94)} \quad (5-56)$$

利用图 5-47 中的仿真框图，在 MATLAB 中进行了大量的仿真，以评估鲁

棒控制器的性能。

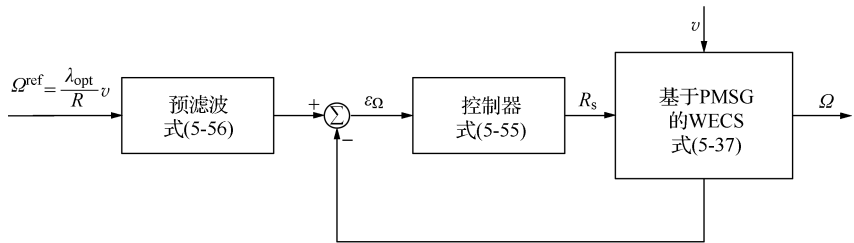


图 5-47 基于 PMSG 的 WECS 鲁棒控制

第一个评估鲁棒控制器性能的数值模拟的输入信号为一个确定的转速变化范围，它涵盖了对应于风速变化范围为 3~10m/s 的所有运行速度。

发电机转速和最优运行速度 Ω^{ref} 的相对关系如图 5-48 所示，可以看到鲁棒控制结构基本上能够确保相关的跟踪，但在更高的风速时（高于 7m/s），轴速的动态响应会变差。这是因为大风速（在切入风速和额定风速之间）会导致较大的参数不确定性。在发电机转矩变化中，这种恶化情况更为明显，如图 5-49 所示。

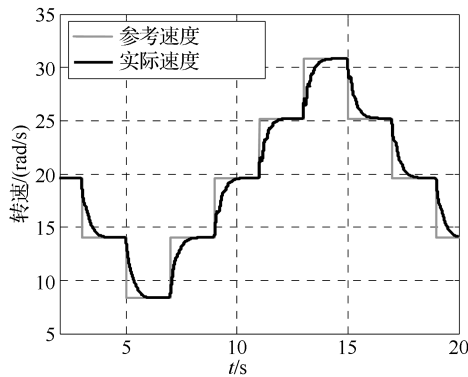


图 5-48 轴实际速度和参考速度曲线

（本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。）

利用 IEC 标准中的冯卡门频谱模型对风速进行模拟，模拟的平均风速为 7m/s，中等湍流强度 $I=0.15$ ，如图 5-50 所示。在上述模拟风速下进行的仿真结果如图 5-51 所示。功率系数 C_p 的变化过程表明了控制器能够以一个合适的方式得到能量捕获的最大化。

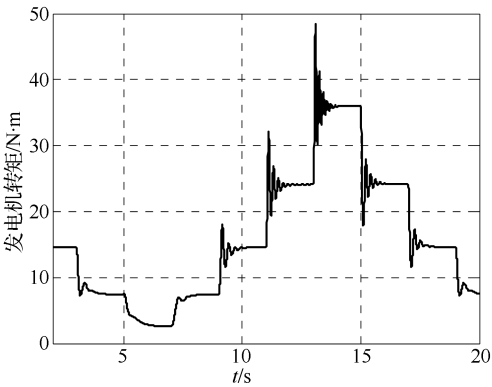


图 5-49 发电机转矩

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 Wiley and Sons Ltd 的允许。)

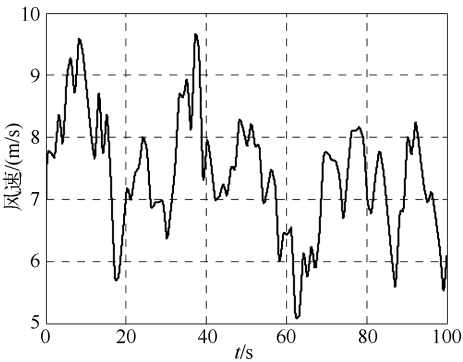


图 5-50 风速曲线

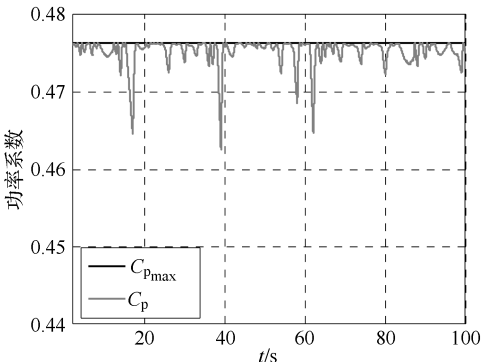


图 5-51 C_p 和 $C_{p_{max}}$ 曲线

为了提高轴转速的动态响应性能，提出了另一种控制方案，即将鲁棒 QFT 设计与多模式控制结构结合起来使用。其中的多模式控制结构中，每一个模式都能处理一个参数不确定情况。现在考虑两种风速变化范围，即 3~9m/s 和 5~11m/s。对于第一种风速变化范围，设计的控制结构中，控制器和预滤波器的传递函数分别见式 (5-55) 和式 (5-56)；已经证明了这种结构具有很好的效果。对于第二种风速变化，利用 QFT 方法（见附录 B-3）设计了一种新的控制结构（控制器和预滤波器）。整体控制方案是利用多模式控制理论进行合成的。

我们标注第二种情况时的控制结构下标为 2，则控制器和预滤波器的传递函数为

$$C_2(s) = \frac{8332(s+61.32)(s+10.06)(s+10.04)(s+9.92)}{s(s+1265)(s+163.1)(s+73.6)(s+5.24)} \quad (5-57)$$

$$F_2(s) = \frac{252572}{(s+343.7)(s+46.16)(s+15.94)} \quad (5-58)$$

在风速为 5~9m/s 之间时, 两种控制结构都能很好地运行。这就保证了控制方案的鲁棒性, 并且避免了突然从一种控制结构变换到另一种时可能会引起的冲击 (Narendra 和 Balakrishnan, 1997)。实际的运行范围是由测量的风速决定的。应用到发电系统的总控制结构是在不同的阶段应用不同的结构得到的, 如图 5-52 所示。

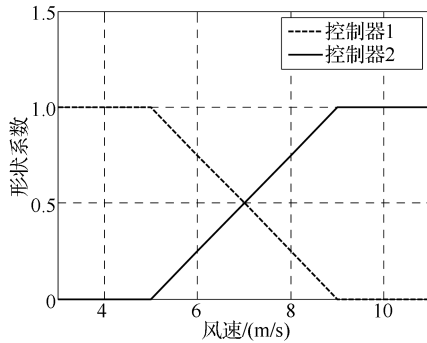


图 5-52 根据风速得到的控制输入曲线

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

应用于 WECS 的控制输入为

$$u = \frac{w_1 \cdot u_1 + w_2 \cdot u_2}{w_1 + w_2} \quad (5-59)$$

其中的 w_1 和 w_2 的表达式为

$$w_1 = \begin{cases} 1 & v \leq 5 \\ 1 - 0.25(v-5) & 5 < v \leq 9 \\ 0 & v > 9 \end{cases} \quad w_2 = \begin{cases} 1 & v > 9 \\ 0.25(v-5) & 5 \leq v \leq 9 \\ 0 & v < 5 \end{cases} \quad (5-60)$$

其中, v 是测量风速。

多模式鲁棒控制结构如图 5-53 所示; 在 MATLAB 中对这种结构进行了数值仿真, 所用的对象仍然是基于 PMSG 的 WECS (见附录 A 和表 A-3)。仿真的目的是为了与上面所提到的整体鲁棒控制结构相比, 评估系统动态性能的改进情况。

为了评估改善情况, 我们使用了和整体鲁棒控制中相同的风速模型。仿真结果如图 5-54 和图 5-55 所示。

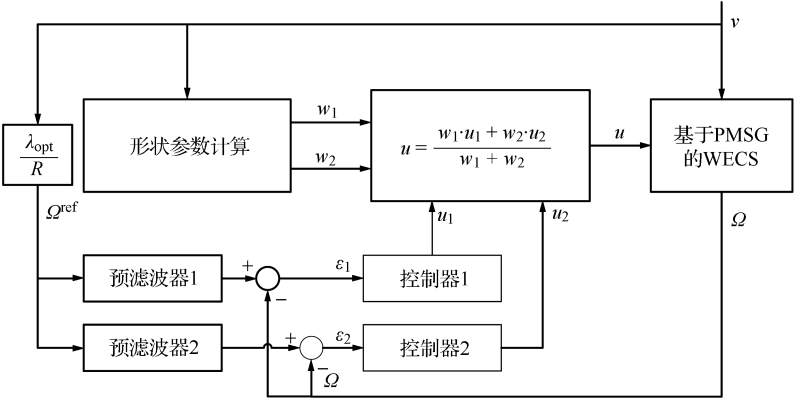


图 5-53 多模式鲁棒控制结构

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

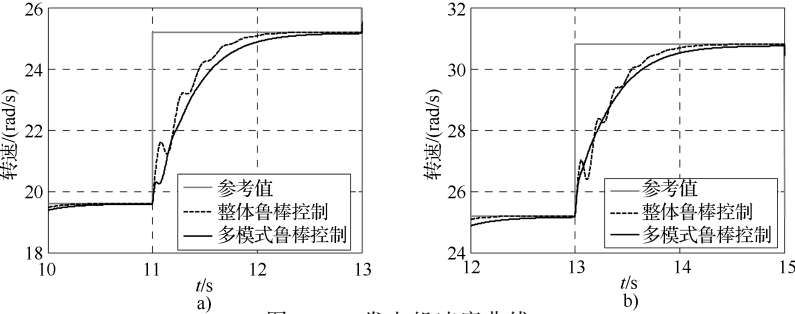


图 5-54 发电机速度曲线

a) 风速为 7~9m/s 时 b) 风速为 9~11m/s 时

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

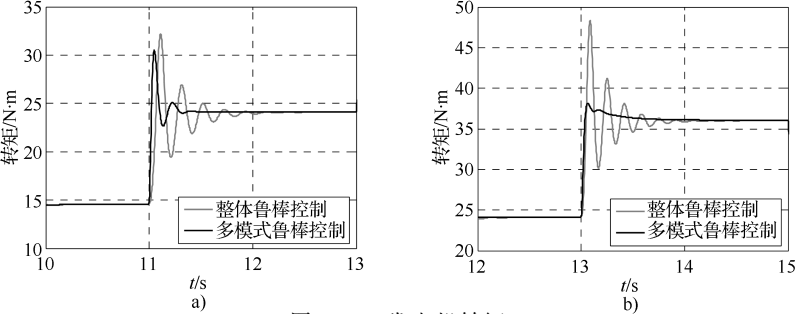


图 5-55 发电机转矩

a) 风速为 7~9m/s 时 b) 风速为 9~11m/s 时

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已获取 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

与整体鲁棒控制器相似，多模式鲁棒控制结构能够实现高的风能捕获，这由图 5-56 所示的功率系数变化过程可以看出。

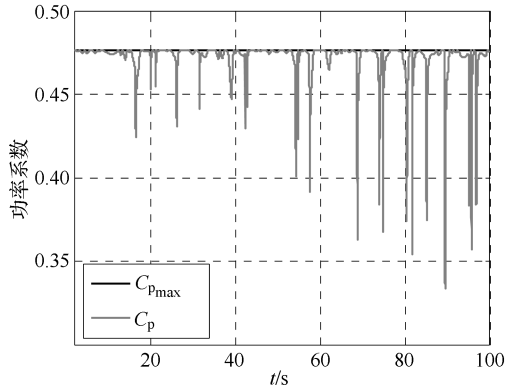


图 5-56 C_p 和 $C_{p_{\max}}$ 的曲线

在能量捕获效率上，与整体鲁棒控制相比，此处有一个微小的下降。这种下降可以由捕获能量 E_{cap} 与可用（最优）能量 E_{opt} 的比值来估计，比值用 η_{con} 来表示：

$$\eta_{\text{con}} = \frac{E_{\text{cap}}}{E_{\text{opt}}} = \frac{\int_{t_0}^{t_f} 0.5\pi\rho R^2 v^3(t) C_p(\lambda(t)) dt}{\int_{t_0}^{t_f} 0.5\pi\rho R^2 v^3(t) C_p(\lambda_{\text{opt}}) dt} \quad (5-61)$$

对于图 5-50 所示的随机风速模型，利用式 (5-61) 在 300s 的区间内计算得到的控制效率为 0.995。这比整体 QFT 控制效率 (0.997) 稍微有些降低，但是已经得到了多模式鲁棒控制结构的主要目的——即在高风速时提高系统的动态性能。使用多模式控制结构消除了高风速时系统响应的振荡部分（见图 5-54 和图 5-55）。

本案例的 MATLAB/Simulink 执行的具体细节可以在 case_study_8 文件夹中找到。

5.8 小结

本章介绍了不同的控制方法，目的都是在部分负荷区（低于额定风速）应用系统的变速能力实现捕获能量的最大化。介绍的几种方案中，为了验证 WECS 控制器的性能，都在合理的建模假设之下建立了简单可靠的风力发电机模型。为了克服参数不确定所引起的缺点，使用了先进的控制策略，提高了所建 WECS 模型的鲁棒性。虽然我们将优化定义为获得最大捕获风能，但在提出

的各种控制策略中减轻机械负荷也成为重要的目标。

本章中主要介绍了两类策略：一种是当 WECS 参数足够多的情况下的控制策略，另一种是许多参数不确定（或者不够精确）的情况下的控制策略。在这种前提下，介绍了 6 种控制方案来实现 WECS 捕获能量的最优化，并且通过案例研究来对各个方案进行验证。下面介绍各个方案的性能和缺点。

首先，一种可靠的控制方案为最大功率点跟踪（MPPT）策略，它仅需要系统很少的信息。基于极值搜索原则，这种策略期望能够驱动风力发电机的平均运行点接近于最优运行点，以实现最优功率转换。它是应用风速的湍流部分作为搜索（探测）信号的。

它利用功率系数和叶尖速度比之间的平均相移来估计运行点的位置。对两个信号进行离散傅里叶变换，以得到每一个谐波组成部分的相角。然后就可以计算出两个信号相同频率谐波组成部分的相角延迟。相角延迟的平均值包含运行点位置的信息；根据这些信息就可以获得转速参考值，进而驱动运行点缓慢向最优运行点移动。能够获得同样的反馈信息的另一种方法是对叶尖速度和功率系数这两个信号进行卷积积分。由于此方案处理的是平均运行点，故额外的机械应力就不在考虑范围之内。值得注意的是随着风速的增加，此方案的效果会更好，这是因为风速的湍流水平（搜索信号）也提高了，从而引起了 WECS 能量转换效率的提高。

通常，MPPT 结构的灵活性不够高；但是这种方法简单，具有鲁棒性。通过在搜索速度中使用自适应法则就可以使 MPPT 控制具有灵活性。自适应法则必须考虑湍流强度。当仅仅知道系统有限的可用信息时，在 WECS 控制中使用这种方法来确保捕获能量最大化是一个合理的选择。

在 5.3 节和 5.4 节中介绍了两种具有内在鲁棒性的控制策略，一个是线性的（经典 PI 控制），另一个是非线性的（开关控制）；两种策略都是基于 WECS 的线性化模型。

在 PI 控制中，控制效率是一个不可克服的障碍，这主要是因为随着平均风速水平的变化，系统是非线性时变的。在合理的高频负荷变化限制范围内，系统惯量对 ORC 的跟踪是一个很大的障碍。为了得到良好的性能，唯一的解决办法就是采用一个“弱”的控制器，并且在 ORC 附近较大的范围内对运行点进行处理。

在开关控制策略中，由于小幅值、高频的自激振荡的作用，转矩控制的 WECS 在最优能量捕获点周围运行得很稳定。对开关控制输入的幅值进行修改，就可以减小由电磁转矩变化引起的机械应力。

5.5 节、5.6 节和 5.7 节介绍了更为灵活的最优控制策略；在满足各种限制条件方面，这些策略更加灵活。它们假设了很多关于系统的可用信息。

5.5 节介绍了滑模控制方案，目的是保持 WECS 工作点尽可能运行在 ORC 附近。在本方案中，系统的状态轨迹被限定在滑面上。出于对控制效果的考虑，滑面不能是 ORC 本身，但是可以设计滑面使它与 ORC 有很多交点。这样，在 ORC 周围，运行点就有了一定的自由程度，无形地降低了对控制效果的要求。控制输入的等效部分使滑面有一个合适的斜率，使运行点能够尽可能地接近 ORC。这样，WECS 就能够根据平衡系数值的大小，尽可能精确地运行在最优转换效率模式下。到现在为止，我们还没有平衡系数的精确表达式，即当在某种程度上对跟踪性能进行让步时，机械应力能减轻多少。

开关控制的变化部分提高了控制系统的鲁棒性，它是基于 S 型滞后模式进行计算的。此部分的目的是限制不期望得到的高频转矩变化（抖动）。在上文中，提出了本控制的一些缺点。在一些跟现实相符的假设之下，这些缺点可以很容易地被消除。今后，可以对本方案的使用进行拓展，使它能够应用在满负荷区来进行功率捕获控制。

在 5.6 节中，在基于永磁同步发电机（PMSG）的 WECS 中应用反馈线性化控制进行仿真，证明了反馈线性化策略的有效性。正如分析所示，在实际中不可能精确地进行线性化。为了得到控制算法，使用了部分线性化模型。案例研究证明了当风速在切入风速和额定风速之间变化时，能够得到良好的闭环性能。

最后，在相同的模型中使用了 QFT 鲁棒控制进行仿真，以检验这种控制在能量转换效率最大化控制中的作用。ORC 附近的线性化模型有振荡特性，它与 ORC 上的运行点位置紧密相关。正如数值仿真所示，在整个部分负荷区闭环系统都有良好的性能，但是当风速接近额定值时，性能会有所下降。这个结论对任何 WECS 结构都成立。在大风速时，如果与多模式控制技术结合使用，QFT 将会有更好的特性。两者结合使用会提高系统的动态性能，减轻电磁转矩的波动。

提出这些控制策略的最终目的是在 WECS 系统中的实时运行。从纯理论上说，一种控制方法在一种特定的 WECS 也许不是最优的选择，但必须同时考虑到实现最优目标和控制策略的简单性和鲁棒性，最终在这两者之间找出一个平衡点。

由于衡量风力发电机的具体性能标准具有多个层次（例如它的可靠性、可用性、远程操作、维修费用、运行范围和捕获功率等），所以在风力发电机的控制中，多目标优化控制是一个很有必要考虑的问题。

第 6 章 WECS 多目标优化控制

6.1 简介

在能量利用效率和减轻疲劳负荷以增加 WECS 的使用寿命两者之间寻找一个平衡点，一直是倍受关注的问题。即使采用经典的控制方案，例如 PI 控制或 PID 控制中依然如此。旨在确保运行点运行在最优控制特性（ORC）下的控制环内，要求快速实现性能标准的控制会因为明显的转矩变化导致很大的压力。与此相反，合理地降低对控制性能的要求能够减少转矩变化而不会改变能量性能（见 5.3.3 节和 5.3.4 节中的案例研究结果）。但是，这种设计不能太过严格，以便于能对能量性能和可靠性平衡后进行微调。

在本章中，根据 4.5 节所描述的一般公式，将对多目标下的优化控制进行测验。在 6.2~6.6 节中，将会考虑反映输入特性中两个对立的性能标准，即

- 当 WECS 运行在 ORC 时的能量性能和可靠性；
- 当系统运行在部分负荷区或满负荷区时，WECS 参数（转速、转矩或有功功率）目标值的精确性和可靠性。

在随后的章节中，将会考虑在 ORC 上的运行。

在本章的最后一节即 6.7 节中，提出了多目标控制的一种拓展方案，即在原有基础上再加上其他控制要求（例如，关于功率调节的要求）。这种方案依赖于控制输入部分的频率分离原则。控制输入部分与整个系统的性能指标密切相关。

6.2 WECS 的 LQ 控制

6.2.1 问题陈述

根据第 4 章中所述的定桨距变速 WECS 的运行原则和控制变量的特性，运行在 ORC 上的 WECS 性能需要设计跟踪环以实现以下功能的一种：

- 跟踪变化的转速范围，根据式（4-2）由风速可得到此范围；
- 跟踪变化的有功功率范围，根据式（4-4）和式（4-5）由转速可以计算得到此功率范围；
- 跟踪变化的发电机转矩范围，根据式（4-9）和式（4-10）由转速可以得到此转矩范围。

在本节中, 设定由转矩跟踪环即可以得到优化运行。控制变量的通用符号为 $y(t)$ 。控制输入 $u(t)$ 是转矩值。能源性能可以有两种方法来评估:

- 直接法, 即通过跟踪相关的误差来评估。此误差表示目前工作点与 ORC 的偏差。

- 间接法, 即通过叶尖速度比误差 $\lambda_{\text{opt}} - \lambda(t)$ 来评估。

可靠性是通过减少控制输入量的变化来体现的, 例如, 减少发电机转矩 $u(t)$ 的变化量, 它是引起机械疲劳的原因。

在本书描述中, 最优控制问题可以通过不同的方法来界定和解决。用哪种方法取决于下述数据:

(1) 发电机模型

- 输入输出模型;
- 状态空间模型。

(2) 评估能量性能的方式

- 通过跟踪误差;
- 通过计算叶尖速度比与最优值之间的偏差。

6.2.2 输入-输出方法

下面将提出一种基于能量-可靠性多目标的线性二次型优化控制器的设计方案。在一个以输入输出模型描述的柔性耦合的发电机 WECS 中进行数值仿真, 从而对这个方案进行应用和评估, 以确定相应的性能指标。此方案的主要特征是发电机模型是一个离散时间模型。在 6.4.4 节中阐述了刚性传动链 WECS 在状态空间内的一个优化控制方案。在此方案中, 通过叶尖速度误差 $\lambda_{\text{opt}} - \lambda(t)$ 的最小化来实现控制性能。

$$\text{令} \quad H_p(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (6-1)$$

为发电机的传递函数, 其中 q^{-1} 是单位采样时间延迟因子

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-na} \quad (6-2)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \quad (6-3)$$

d 是死区滞后, 则相应的输入输出方程为

$$y_1(i) = - \sum_{k=1}^{na} a_i y(i-k) + \sum_{k=1}^{nb} b_j u(i-k-d) \quad (6-4)$$

式中, y 和 u 分别是旋转速度和发电机转矩。

性能标准的最简单表达式为

$$J = [y^{\text{opt}}(i+1) - y(i+1)]^2 + \alpha \Delta u^2(i) \quad (6-5)$$

式中, α 是权重参数。第一部分表示了受控变量相对于与 ORC 上的运行点相对应的参考值 y^{opt} 的偏差; 第二部分是机械疲劳负荷的表达式。

优化控制输入由下式得到

$$\frac{\partial J}{\partial(\Delta u)}=0 \quad (6-6)$$

在式 (6-5) 中, 速度跟踪环的参考值 $y^{\text{opt}}(i+1)$ 是利用式 (4-2) 计算得到的, 它的值取决于在时间 $i+1$ 处的速度预测值。对一阶风速的预测可以由简单的线性模型推断得到; ARMA (自回归移动平均) 风速预测将在 6.3.3 节中给出, 并在 6.5 节中得到应用。假定参考值 $y^{\text{opt}}(i+1)$ 是已知的; 变量 $y(i+1)$ 必须替换为预测值 $\hat{y}(i+1)$ 。为了得到这个预测值, 将式 (6-4) 中的发电机模型表示为 (Mokhtari 和 Marie, 1998)

$$\begin{aligned} y(i) &= [1 - A(q^{-1})]y(i) + B(q^{-1})u(i) = \\ & z^{-1}A^*(q^{-1})y(i) + q^{-1}[q^{-1}B^*(q^{-1}) + b_1]u(i) \end{aligned} \quad (6-7)$$

$$\text{其中, } \begin{cases} A^*(q^{-1}) = -a_1 - a_2q^{-1} - \dots - a_{na}q^{-na+1} \\ B^*(q^{-1}) = b_2 + b_3q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb+2} \end{cases} \quad (6-8)$$

则式 (6-7) 可以表达为

$$y(i) = A^*(q^{-1})y(i-1) + B^*(q^{-1})u(i-2) + b_1u(i-1) \quad (6-9)$$

若将离散时间 i 用 $i+1$ 替换, 则可以得到 $\hat{y}(i+1)$ 的预测方程:

$$\hat{y}(i+1) = A^*(q^{-1})y(i) + B^*(q^{-1})u(i-1) + b_1u(i) \quad (6-10)$$

必须重新设计性能指标以包含输入控制变量。为此, 在式 (6-10) 的右侧添加一个零项, 根据式 (6-9), 添加 $y(i) - A^*(q^{-1})y(i-1) - B^*(q^{-1})u(i-2) - b_1u(i-1)$ 。将式 (6-10) 的预测值代入式 (6-5), 得到

$$\begin{aligned} J &= \{y^c(i+1) - [1 + A^*(q^{-1})]y(i) + A^*(q^{-1})y(i-1) - \\ & B^*(q^{-1})\Delta u(i-1) - b_1\Delta u(i)\}^2 + \alpha\Delta u^2(i) \end{aligned} \quad (6-11)$$

将式 (6-6) 的条件加上, 便得到最优控制表达式为 (Mokhtari 和 Marie, 1998)

$$\Delta u(i) = \eta \{y^c(i+1) - [1 + A^*(q^{-1})]y(i) + A^*(q^{-1})y(i-1) - B^*(q^{-1})\Delta u(i-1)\} \quad (6-12)$$

$$\text{式中, } \eta = \frac{b_1}{b_1^2 + \alpha} \quad (6-13)$$

应用于当前时间的控制输入量 $u(i)$ 为

$$u(i) = u(i-1) + \Delta u(i) \quad (6-14)$$

在 R-S-T 控制器中可以应用此最优控制策略, 如图 6-1 所示, 引入传递函数

$$R(z^{-1}) = \eta [1 + a_1 + (a_2 - a_1)z^{-1} + \dots + (a_{na} - a_{na-1})z^{-na+1} - a_{na}z^{-na}] \quad (6-15)$$

$$S(z^{-1}) = [1 + \eta(b_2z^{-1} + b_3z^{-2} + \dots + b_{nb}z^{-nb+1})] \cdot (1 - z^{-1}) \quad (6-16)$$

$$T(z^{-1}) = \eta \quad (6-17)$$

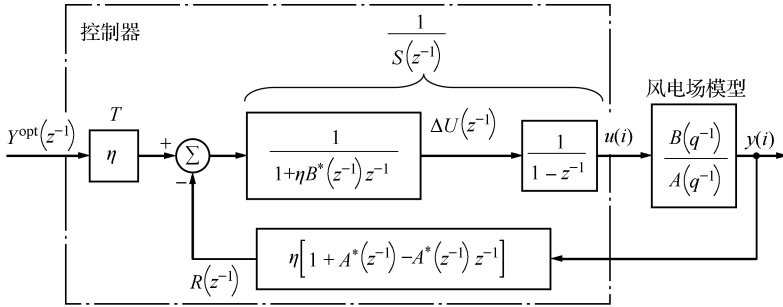


图 6-1 一个 R-S-T 形式的 LQ 优化控制器结构

6.2.3 案例研究 (9): R-S-T 控制器在柔性耦合发电机 WECS LQ 控制中的应用

R-S-T 最优控制结构的有效性已经在低功率、定桨距、柔性传动链、基于 SCIG 的 WECS 中经过测试，其特性可参见附录 A 和表 A-4。输入-输出分离模型由统计过程得到。在稳态运行时，对应于风速 8m/s 加入一个开环系统。然后，一个小幅值随机变化量就叠加到了转矩参考值之上。转速的变化由施加在系统上的两项作用引起：用于识别的探测信号所引起的转矩回路的激励作用和风速湍流部分引起的激励作用。在图 6-2 中，可以看到探测信号的变化过程，即转矩参考值和相应的系统速度变化。

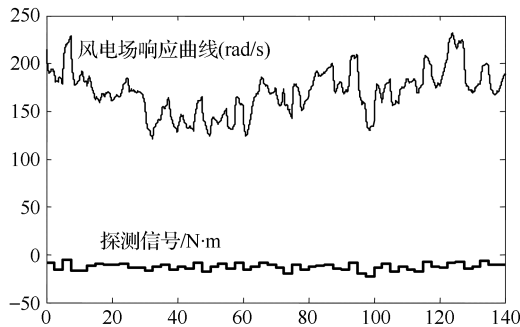


图 6-2 转矩参考值和相应的转速响应

可以看到，风速湍流部分对转速变化的影响是非常大的，它比探测信号对转速的影响要大。假设能找到一个由转矩表达的转速模型，并且输出变量受有色噪声的影响，那么就需要用到工具变量定义的方法。通过使用 MATLAB 中的 iv4 功能，可以得到如下模型：

$$\begin{cases} A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + e(t) \\ A(q^{-1}) = 1 - 1.945q^{-1} + 1.038q^{-2} - 0.09079q^{-3} \\ B(q^{-1}) = 0.4224q^{-1} - 0.7725q^{-2} + 0.3522q^{-3} \end{cases} \quad (6-18)$$

当 α 分别为 10 和 2 时，由式 (6-15)、式 (6-16) 和式 (6-17) 可分别算出最优控制器的传递函数 $R(z^{-1})$ 、 $S(z^{-1})$ 和 $T(z^{-1})$ 。表 6-1 给出了数值模拟的结果。

表 6-1 对于两个权重系数 α ，R-S-T 优化控制器的传递函数

$\alpha=10$	$T(z^{-1})=-0.0415$ $S(z^{-1})=1-1.032z^{-1}+0.04667z^{-2}-0.01462z^{-3}$ $R(z^{-1})=-0.1222+0.1238z^{-1}-0.04684z^{-2}+0.003767z^{-3}$
$\alpha=2$	$T(z^{-1})=-0.1939$ $S(z^{-1})=1-1.15z^{-1}+0.2181z^{-2}-0.06829z^{-3}$ $R(z^{-1})=-0.571+0.5784z^{-1}-0.2189z^{-2}+0.0176z^{-3}$

图 6-3 和图 6-4 分别给出了当 $\alpha=10$ 和 $\alpha=2$ 时的闭环仿真结果。在图 6-3a、b 中可以看到转矩的变化过程，从而可以估计机械负荷的大小；图 6-3c、d 给出了转矩变化 Δu 的变化过程。图 6-4a、b 描述了叶尖速度的变化过程；图 6-4c、d 给出了功率系数的变化过程。

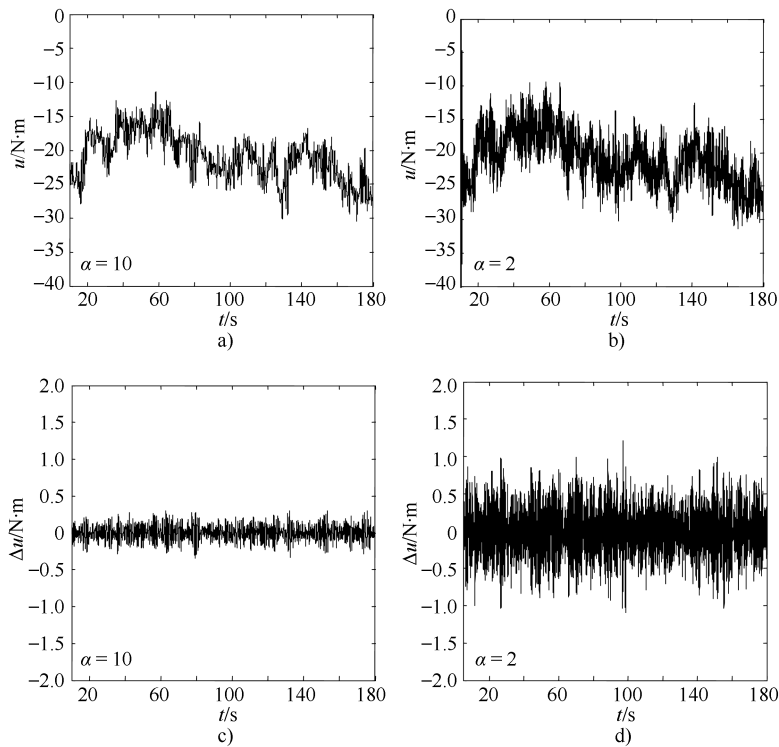


图 6-3 R-S-T 优化控制的 WECS 的性能
a)、b) 控制输入 c)、d) 控制输入的变化

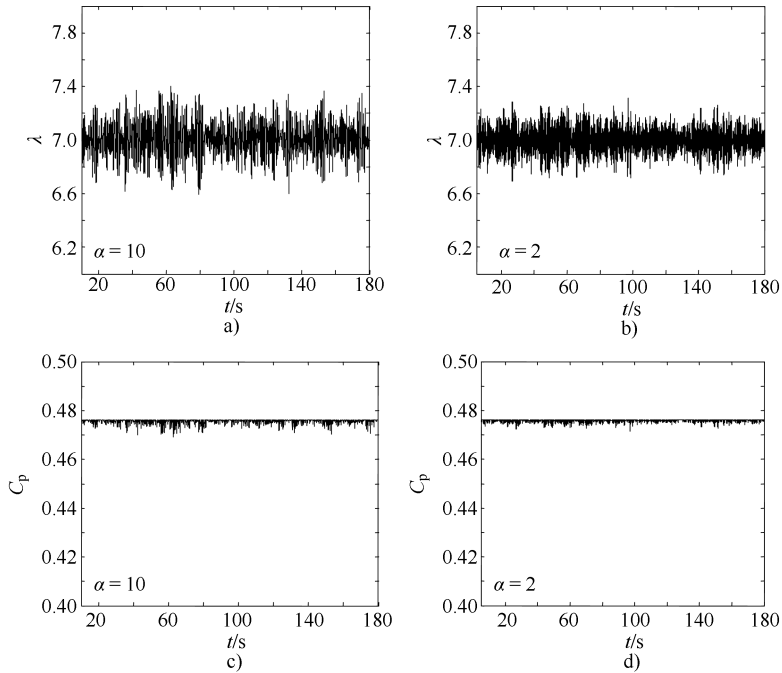


图 6-4 R-S-T 优化控制的 WECS 的性能
a)、b) 叶尖速度输入 c)、d) 功率系数

可以看到，强加控制输入变量并不是一个明智的做法，因为在机械负荷变化很大的情况下能源性能的改进并不明显。

本案例研究的 MATLAB/Simulink 详细执行过程可以参见软件资料的 case-study-9 文件夹。

6.3 WECS 最优控制的频率分离原理

本节介绍 WECS 的一种优化控制结构，旨在对效率最大化与控制输入投入的最小化之间进行平衡。这种结构尝试采用自适应控制结构，这是基于 WECS 有两个时间尺度的动态性能，分别对应于风速动态模型中的两种频谱变化 (Burton 等, 2001)：对应于风速模型中低频部分的低频动态性能和对应于风速模型湍流部分的高频动态性能。

6.3.1 WECS 动态性能的频率分离原则

本原则的基本思想是分别处理由 WECS 风速模型的两部分所引起的作用。
低频部分 v_s 确定风力机特性曲线上的运行点的一般位置（频谱都在发电机的带宽之内，这些运行点都是低速、低频动态点）。湍流部分 $\Delta v(t) = v - v_s \equiv v_t$

通过在这些运行点周围产生高频变化，从而引起高频动态特性。

因此，WECS 整体动态特性可以表示为可测量的变量（例如，发电机转速 Ω_h ）的变化过程。整体动态性能由低频部分引起的低速动态性能（SD）和由湍流部分引起的机组动态性能（TD）叠加而成，如图 6-5 所示。由此产生了一种控制思想，即设计一个双环控制结构来分别补偿两个动态部分（Munteanu 等，2005），其中双环用到了 v_s 的估计值和从风速的测量值 v 得到的 v_i 。系统输出 Ω_h 用来估计必要的反馈信息。

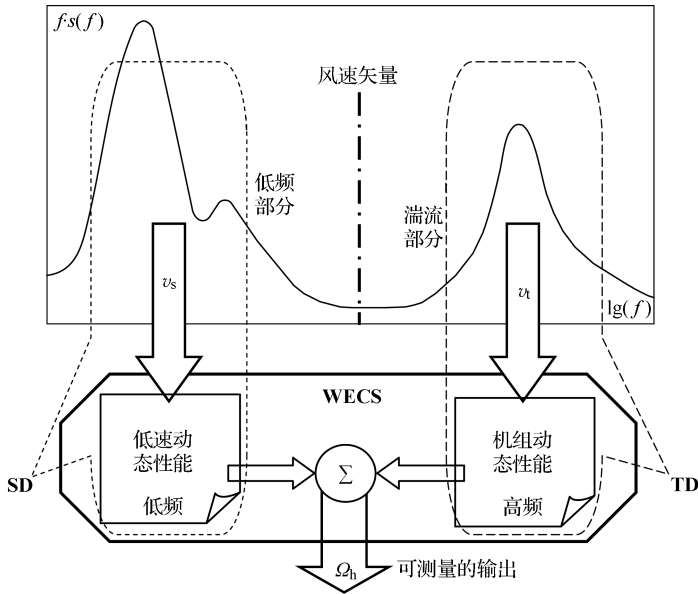


图 6-5 WECS 动态过程分析中应用频率分离原则

6.3.2 优化控制结构和设计程序（2LFSP）

WECS 是通过转矩控制的。普遍认为电磁子系统是一个一阶子系统，它在一个时间常数内产生的电磁转矩比传动链所产生的要小得多。

4.3 节和 4.4 节中所陈述的一般优化问题分为两个相互之间没有联系的子问题，它们分别与 WECS 的两个动态性能相关。由于由风速低频部分引起的转矩变量可以忽略不计，因此与低速动态性能相关的优化问题就可以简化为稳态控制（例如， λ_{opt} 跟踪）。与此相反，由风速湍流部分引起的机械疲劳作用非常显著，所以与振荡动态性能相关的优化问题可以以 LQG 动态优化形式表达出来。

简单地说，风速的两个部分分别在两个控制结构环内作用：其一为低频环（LFL），它在稳态优化控制器 [叶尖速度控制器（TSC）] 内利用 v_s 来驱动并保持系统运行在 ORC 的稳态运行点上；另一个为高频环（HFL），在 LQG 控制器

中使用 v_t 作为输入变量，用以在此运行点周围保证线性系统的性能。这样，与风速低频部分相关的能量优化和减小由风速湍流部分相关的机械应力便成为可能。

根据频率分离原则，系统的任何变量都可以分为两部分：低频时的稳态部分和稳态点附近的高频部分。这两部分分别描述了两种动态性能，并且在相应的控制环内进行处理。对 3.6.1 节中式 (3-74) 的通用变量 x 进行重新定义为

$$\bar{x} = x' \Big|_{\text{稳态工作点}}; \Delta x = x - \bar{x}; \Delta \bar{x} = \Delta x / \bar{x}$$

从第 3 章的 WECS 方程中，可以得到两个线性模型——一个可以应用于 LFL，另一个应用于 HFL。第一个线性化模型是通过在稳态工作点附近线性化得到的。第二个线性化模型是在由第一个模型所确定的稳态工作点附近以标准化变量进行描述的，目的是得到高频 WECS 的特性。

稳态值 $\bar{x}$ 由低频环得到，标准化变量 $\Delta \bar{x}$ 是在高频环中处理的。图 6-6 给出了根据频率分离原则得到的双环优化控制系统的框图。图中，频率分离原则简称为 2LFSP。每一个环分别收到反馈值 $\bar{\Omega}_h$ 和 $\Delta \bar{\Omega}_h$ ，并且分别提供转矩参考值 $\bar{\Gamma}_G$ 和 $\Delta \bar{\Gamma}_G$ ，这样，反馈给电磁子系统的总转矩值为两者之和，即 $\Gamma_G^* = \bar{\Gamma}_G + \Delta \bar{\Gamma}_G$ 。低速动态特性与相关的外部信号 v_s 相关，振荡动态特性也如此。

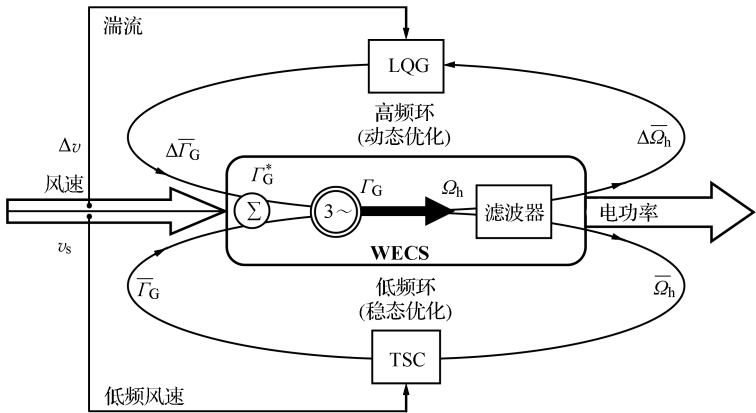


图 6-6 基于频率分离原则的双环优化控制结构框图

（本图来源于 Control Engineering Practice, 13, Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E, Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach, 903-912, Copyright (2005), 并进行了修改。本图已取得 Elsevier 的允许。)

将振荡动态特性曲线在低频环内的稳态工作点附近线性化（模拟结果可在

Ekelund 1997 中找到,也可在本书 3.6 节中找到)。考虑到低频环能够实现维持工作点运行在 ORC 上的目的,所以振荡动态性能是恒定不变的 (Munteanu 等, 2005),这是由于当能量最优化时,系统变化最大的变量即转矩参数 γ [式 (3-78)] 的值为 $\gamma(\lambda_{\text{opt}})$ 。这就使得能通过一个 LQG 不变量设计程序 (Munteanu 等, 2005) 在高频环内实现最优化目标,且使用任何自适应结构将没有必要。下面对这个设计过程进行具体阐述。

首先,把整体优化问题分解为两个子问题,每一个问题都希望得到最优解决;因通过整合两个单独的方案而得到的解决方案一般而言不是最优的。它与理想最优方案的趋近程度基本上取决于两个风速动态部分界定的严格程度。

低频环是专门针对于 WECS 能量效率最优化设计的。它仅要求系统运行在变速状态下,以保证其工作点运行在 ORC 上,即稳态优化,并且能够通过跟踪相应于 λ_{opt} 的低转速 $\Omega_{\text{opt}} = v_s \lambda_{\text{opt}} / R$ 来实现。为达到此目的,使用了叶尖速度控制器 (图 6-6 中所示的 TSC),其中的参考值是依据风速低频分量 v_s 计算得到的,这是因为 v_s 决定了工作点 (慢速) 的变化。经典 PI 控制器和开关控制器是两种可能的控制器,本书 5.3 节和 5.4 节已经分别对其进行了详细介绍。

由于风力机相对于风速变化具有很高的惯量,专门针对稳态优化的控制会在发电机转轴上产生很大的转矩变化,这可能会损坏机械子系统 (如变速箱)。正是高频环才能够实现系统的动态优化问题,从而减轻机械应力。此控制问题可以表示为 LQ 高斯优化问题,它在稳态工作点附近的线性化模型中得到实现。相关性能指标为方程 (4-11) 所示的能量-可靠性平衡问题。

线性化模型的参数依赖于工作点的位置,进一步说是依赖于低频风速 v_s 。转矩参数 γ 主要是由叶尖速度比表示的低频风速 [见式 (3-78)] 决定的。例如,当 λ 的变化范围为 5~8 时,相应的 γ 参数变化范围为 1.5~-1.5 (Ekelund, 1997)。

因此,系统是随低频风速变化而变化的,这对控制策略设计多有不便。增益设计控制方案于 1997 年由 Ekelund 提出,精确地确定了各个参数特别是 γ 是如何依赖于工作点的。由于关于 $C_p(\lambda)$ 的信息很少或难以得到,故计算 γ 的值实际上是不可能的。

通过忽略由叶尖速度 λ 引起的 γ 偏差,2LFSP 的两个控制环的联合作用就会使系统对静态工作点变化变得不太敏感。这部分将在 6.4 节和 6.5 节予以阐述。

通过以上讨论可以得到,2LFSP 的设计过程的主要步骤如算法 6-1 所示。

算法 6-1 基于 WECS 的频率分离原则的双环最优控制结构的设计过程

- 1) 由风速计测量出风速 v 的大小, 由编码器测量得到 HSS 的转速 Ω_h 。
- 2) 通过对风速 v 进行低通滤波得到低频风速 v_s 。
- 3) 求得风速湍流分量 $\Delta v \equiv v_t = v - v_s$, 和其标准化值 $\bar{\Delta v} = \Delta v / v_s$ 。
- 4) 对信号 Ω_h 进行低通滤波得到 HSS 转速的低频分量 $\bar{\Omega}_h$ 。
- 5) 求得 HSS 转速的高频分量的标准化值 $\Delta \bar{\Omega}_h = (\Omega_h - \bar{\Omega}_h) / \bar{\Omega}_h$ 。
- 6) v_s 和 $\bar{\Omega}_h$ 作为低频环的输入信号, 低频环的设计可以是线性的也可以是是非线性的。控制输入的稳态分量 Γ_G 是 TSC 的输出。
- 7) Δv 和 $\Delta \bar{\Omega}_h$ 作为高频环的输入, 高频环的设计基于经典 LQG 综合算法。可以得到控制输入的动态分量 $\Delta \Gamma_G$ 。
- 8) 总控制输入 (电磁转矩) $\Delta \Gamma_G^*$ 通过相加稳态分量和动态分量而得到:

$$\Gamma_G^* = \bar{\Gamma}_G + \Delta \Gamma_G$$

6.3.3 滤波和风速估计的推算

原则上, 风速的低频分量 v_s 可以通过使用高阶低通滤波器从 (总) 风速 $v(t)$ 中提取得到。滤波器的截止频率必须在发电机的带宽范围内。然而, 通过滤波器分离出的风速分量是很粗糙的, 会产生一个实际不存在的低频分量的延迟, 相应湍流分量也会有轻微变形。这种解决方案的应用并不总是成功的; 例如, 无论选择什么控制方法, 柔性传动链 WECS 由于大的相位滞后都会存在稳定性方面的问题。很可能出现转矩水平比风力转矩大很多的情况, 因此要折中风力发电机的运行方案。

为了避免这个问题, 可以采用很多方法: 提高低通滤波器的截止频率, 然后再利用经典 PI 控制器的滤波性能 (Munteanu 等, 2005), 或者利用开关控制器使差值 $\bar{\lambda} - \lambda_{opt}$ 为零 (Munteanu 等, 2006c)。如果再加上一个降阶低通滤波器 (LPF) 来处理基于 ARMA 模型的风速, 则可以对 v_s 进行更准确的估计, 如下详述 (见图 6-7)。

为了简化分析, 假设风速模型如图 6-8 所示。令 v_s^f 为 LPF 的输出, v_s^p 是通过滤波和预测得到的 v_s 的估计值。分别使用 v_s^f 或 v_s^p 作为风速, 则得到的叶尖速度比分别为 $\bar{\lambda}^f$ 和 $\bar{\lambda}^p$, 作为对比还可以得到发电机实际运行在低频风速 v_s 下的情况 (见图 6-8)。

图 6-8a 展示了所用方法较之简单低通滤波器的优越性。例如, 在时间为 9800s 时, v_s 远小于 v_s^f ; 很难对使用 v_s^f 计算得到的参考值进行跟踪, 这是因为实际可用的功率是非常小的 (见图 6-8b)。通过对比可以看到, 预测值 v_s^p 更接近于实际的低频风速 v_s , 这就保证了在 LFL 内对 ORC 较好地跟踪。可以比较一下这两种情况的标准差: $\sigma(\bar{\lambda}^f - \lambda_{opt}) = 0.72$, $\sigma(\bar{\lambda}^p - \lambda_{opt}) = 0.44$ 。

利用 ARMA 模型的递归思想, 可以由 v_s^f 对第 k 个 v_s^p 值进行预测:

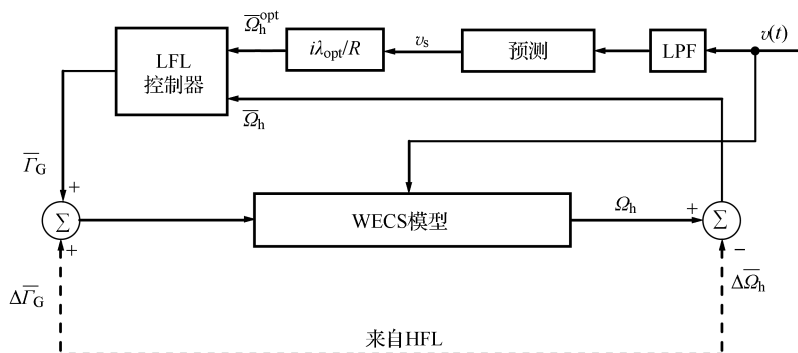


图 6-7 应用风速低频预测分量的低频控制环

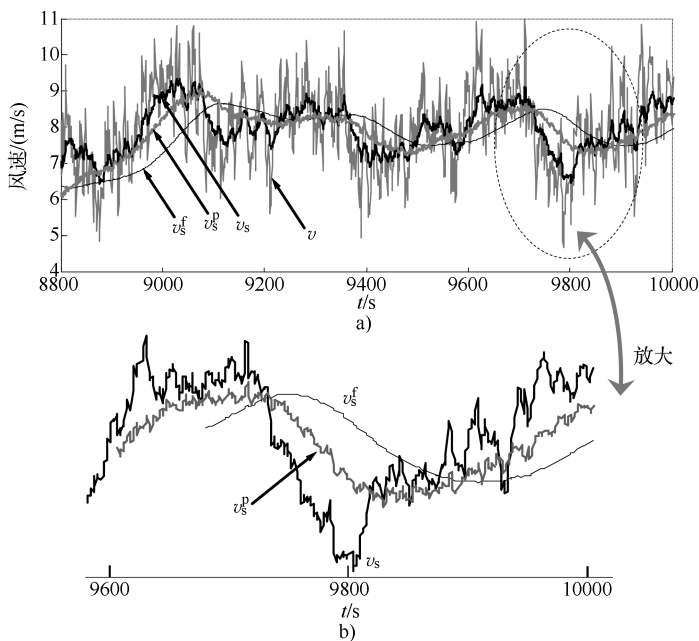


图 6-8

a) 风速预测和低频滤波对比 b) 结果放大

$$v_{s_k}^p = \sum_{i=1}^n a_i \cdot v_{s_{k-i}}^f + \sum_{j=1}^m b_j \cdot (v_{s_{k-j}}^p - v_{s_{k-j}}^f) \quad (6-19)$$

作为举例，我们对参数选择如下：预测值区间为 2min，滤波器阶数 $m=3$ ，回归矢量次数 $n=6$ ， a_i 、 b_j 由一元递归最小方均根值决定，忽略不确定因子 (Pike 等，1996)。

6.4 2LFSP 在刚性耦合发电机 WECS 中的应用

此节处理 2LFSP 在刚性传动链变速 WECS 中的应用问题。2LFSP 策略已在前面章节中详细介绍过了。WECS 是基于转矩控制发电机的。应用 2LFSP 是为了实现多目标优化控制，在能量效率和可靠性间寻找一个平衡点。

首先，介绍了慢速动态和振荡动态的建模途径。然后确立了高频环、低频环设计的主要指导原则。最后，详细介绍了在设计结构内的两种控制环的结合使用，并进行了数值模拟（MATLAB/Simulink——脱机），以及在基于感应发电机的小功率 WECS 中进行实时模拟（在线）以对它的性能进行评估。实时实验是在一个机电 WECS 模拟器上完成的。

6.4.1 建模

WECS 慢速动态建模

假定较之机械子系统而言，电磁子系统的动态特性可忽略不计。由于线性化的模型可降阶，通过耦合转子和刚性传动链，给出 WECS 的慢速动态特性模型。建模方法如 3.6 节所述。可以得到由风速低频分量 v_s 表示的一阶模型。 v_s 反映转矩控制 WECS 的慢速动态特性，如式（3-75）所示。

WECS 振荡动态建模

Ekelund (1997) 提出关于刚性传动链 WECS 低转速和风速的线性化模型，它含有两个状态变量，分别是低转速和风速的标准化变化量。另外，还可以得到线性化模型的一种表达形式，它的两个状态变量分别为：稳态值附近低转速的标准化变化量 $\Delta \bar{\Omega}_l$ 和在平均值周围风转矩的标准化变化量（即在低频风速附近） $\Delta \bar{\Gamma}_{wt}$ 。

状态矢量和控制输入分别定义如下：

$$\mathbf{x}(t) = [\Delta \bar{\Omega}_l(t) \quad \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t)]^T \quad u(t) = \Delta \bar{\Gamma}_G(t) \quad (6-20)$$

式（3-77）给出了线性化风转矩特性的解析式，它可由下式推出：

$$\Delta \dot{\bar{\Gamma}}_{wt}(t) = \gamma \Delta \dot{\bar{\Omega}}_l(t) + (2 - \gamma) \Delta \dot{v}(t) \quad (6-21)$$

在式（6-21）中将低速轴运动方程替换为

$$\Delta \dot{\bar{\Omega}}_l(t) = \frac{1}{J_T} [\Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) - \Delta \bar{\Gamma}_G(t)] \quad (6-22)$$

其中，

$$J_T = \frac{\bar{\Omega}_l J_l}{\bar{\Gamma}_{wt}} = \frac{\bar{\Omega}_h J_h}{\bar{\Gamma}_{wt}} \quad (6-23)$$

J_h 由式（3-66）给出， J_l 由式（3-67）给出。同样，根据图 3-6 给出简化程序，将式（6-21）中经白噪声 $e(t)$ 滤波得到的随机模型中的风速标准化变化量替

换为

$$\Delta \dot{\bar{v}}(t) = \frac{1}{T_w} [e(t) - \Delta \bar{v}(t)]$$

其中,

$$T_w = L_t / v_s \quad (6-24)$$

是一阶整形滤波器的时间常数 [类似于式 (3-8)], L_t 是振荡长度。两个时间常数都取决于工作点的位置, 进一步就是取决于 v_s 。最后, 可以得到

$$\Delta \dot{\bar{\Gamma}}_{wt}(t) = \frac{\gamma}{J_T} [\Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) - \Delta \bar{\Gamma}_G(t)] + \frac{(2-\gamma)}{T_w} [e(t) - \Delta \bar{v}(t)] \quad (6-25)$$

由于 $\gamma \neq 2$ (风速影响风力转矩), 由式 (3-77) 可得到

$$\Delta \bar{v}(t) = \frac{1}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) - \frac{\gamma}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Omega}_1(t) \quad (6-26)$$

将此式代入式 (6-25) 中, 经过运算可得到

$$\Delta \dot{\bar{\Gamma}}_{wt}(t) = \left(\frac{\gamma}{J_T} - \frac{1}{T_w} \right) \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) + \frac{\gamma}{T_w} \Delta \bar{\Omega}_1(t) - \frac{\gamma}{J_T} \Delta \bar{\Gamma}_G(t) + \frac{(2-\gamma)}{T_w} e(t) \quad (6-27)$$

式 (6-22) 和式 (6-27) 组成了关于低转速和风转矩的线性化状态模型:

$$\begin{cases} \Delta \dot{\bar{\Omega}}_1(t) = \frac{1}{J_T} [\Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) - \Delta \bar{\Gamma}_G(t)] \\ \Delta \dot{\bar{\Gamma}}_{wt}(t) = \left(\frac{\gamma}{J_T} - \frac{1}{T_w} \right) \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) + \frac{\gamma}{T_w} \Delta \bar{\Omega}_1(t) - \frac{\gamma}{J_T} \Delta \bar{\Gamma}_G(t) + \frac{(2-\gamma)}{T_w} e(t) \end{cases} \quad (6-28)$$

使用式 (6-20) 中的标记方法, 引入状态矩阵 $\mathbf{A}$ 、输入矩阵 $\mathbf{B}$ 和外部矩阵 $\mathbf{L}$:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{\gamma}{T_w} & \frac{\gamma}{J_T} - \frac{1}{T_w} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \mathbf{x}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{J_T} \\ -\frac{\gamma}{J_T} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \mathbf{u}(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2-\gamma}{T_w} \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}} e(t) \quad (6-29)$$

输出变量是叶尖速度的标准化变化量, 即 $z(t) \equiv \Delta \bar{\lambda}(t)$, 它可以由状态矢量表达如下:

$$\Delta \bar{\lambda}(t) = \Delta \bar{\Omega}_1(t) - \frac{1}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) + \frac{\gamma}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Omega}_1(t) = \frac{2}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Omega}_1(t) - \frac{1}{(2-\gamma)} \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t)$$

引入输出矩阵 $\mathbf{C}$:

$$z(t) \equiv \Delta \bar{\lambda}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{(2-\gamma)} & -\frac{1}{(2-\gamma)} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \bar{\Omega}_1(t) \\ \Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}(t)} \quad (6-30)$$

此模型的框图如图 6-9 所示。

除了状态矢量和矩阵的形式外, 此状态模型和 Ekelund (1997) 的模型有相同的形式。显而易见, 矩阵对 $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 是可控的。

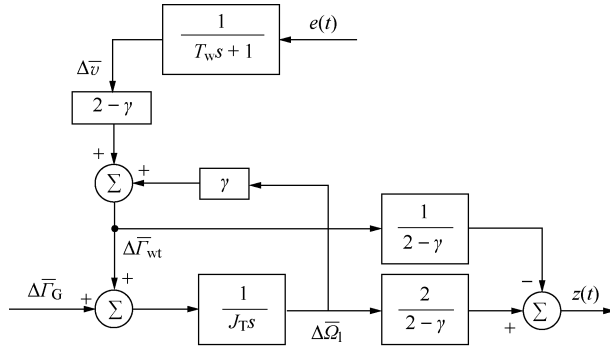


图 6-9 带有低转速和风转矩的刚性传动 WECS 的线性化模型

6.4.2 低频环稳态优化

稳态优化的目的是保持最优叶尖速度比 λ_{opt} ，它可以通过两种方式得到：其一是对相应于低频风速的 v_s 的低速轴转速 $\bar{\Omega}_1^{\text{ref}} = \lambda_{\text{opt}}/R \cdot v_s$ 进行跟踪；另一种是对最大风力进行跟踪 λ_{opt} 。因此，低频环可以基于速度控制器来实现，这种控制器可以是 5.3.2 节所述的 PI 控制器，也可以是 5.4 节所述的开关控制器，还可以是 5.3.2 节所述的功率控制器。

简化的 LFL 框图如图 6-7 所示。常常通过对风速计所测得的信号 $v(t)$ 进行低通滤波得到低频分量 v_s 。为了达到上述目的，可以使用一个截止频率在 WECS 通频带范围内的四阶巴特沃斯（Butterworth）低通滤波器（Munteanu et al. 2005）。低频风速的估计可以通过预测得以提高准确度，这在 6.3.3 节中有描述。

转速的低频（稳态）分量 $\bar{\Omega}_1$ 也可以通过滤波得到，它的标准化变化量为 $\Delta \bar{\Omega}_1 = (\Omega_1 - \bar{\Omega}_1)/\bar{\Omega}_1$ ，在高频环（HFL）内使用（见 6.3.2 节中算法 6-1 的设计过程）。

计算 PI 控制器参数的另一种可行的方法是 Ziegler-Nichols 经验算法（Ziegler 和 Nichols, 1942；Hautier 和 Caron, 1997）。无论采取哪种方法，这些参数都不是非常精确的，这是因为较之 WECS 的动态特性，低频风速变化是非常缓慢的。

6.4.3 高频环 LQG 动态优化

优化标准

动态优化的性能指标可以由与式（6-29）所表示的线性化状态模型相关的方程（4-11）来表示，它的状态矢量为 $\mathbf{x}(t) = [\Delta \bar{\Omega}_1(t) \quad \Delta \bar{F}_{\text{wt}}(t)]^T$ ，控制输入为 $u(t) = \Delta \bar{F}_G(t)$ 。此性能指标反映了最小化输入变量和控制输出变量的平衡特点（Munteanu 等, 2004a, 2005）。这是二阶线性高斯最优化（LQG）问题（Athans 和 Falb, 1966）。第一个组成部分是由状态变量的二次

形式得到的：

$$I_1 = E\{\alpha \cdot \Delta \bar{\lambda}^2(t)\} \rightarrow \min \Leftrightarrow I_1 = E\{\mathbf{x}^T(t) \mathbf{C}_a^T \mathbf{C}_a \mathbf{x}(t)\} \rightarrow \min$$

式中，矩阵 $\mathbf{C}$ 由式 (6-30) 给出，且 $\mathbf{C}_a = \sqrt{\alpha} \mathbf{C}$ 。

通过最小化控制输入的偏差（最小化控制输入可以得到能量的最大化——MEMci），可以解决可靠性约束问题（Munteanu, 2004a）。第二个组成部分定义为

$$I_2 = E\{\Delta \bar{\Gamma}_G^2(t)\} = E\{\mathbf{u}^T(t) \mathbf{N} \mathbf{u}(t)\} \rightarrow \min$$

这里， $\mathbf{N} = 1$ [为了形式一致，乘以此因子来表示矢量 $\mathbf{u}(t)$]。因此，整体性能指标是

$$I = E\{\mathbf{x}^T(t) (\mathbf{C}_a^T \mathbf{C}_a) \mathbf{x}(t) + \mathbf{u}^T(t) \mathbf{N} \mathbf{u}(t)\} \rightarrow \min \quad (6-31)$$

LQG 控制器设计

假定 LFL 能够正常运行，振荡动态性能的参数是时不变的。这样，LQG 动态最优化问题也是时不变的。如果开环系统能够满足一系列的结构特性要求，则可保证解存在且唯一（Lublin 和 Athans, 1996）。

此问题的解决方案是将转矩控制输入标准化变化量作为全状态变量，即

$$\mathbf{u}(t) \equiv \Delta \bar{\Gamma}_G = -\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (6-32)$$

式中， $\mathbf{K}$ 是反馈矩阵的增益， $\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{S}$ ，如图 6-10 所示。 $\mathbf{S}$ 是满足 Riccati 矩阵方程 $\mathbf{S} \mathbf{A} + \mathbf{A}^T \mathbf{S} + \mathbf{C}_a^T \mathbf{C}_a - \mathbf{S} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{S} = 0$ 的唯一的、对称的、正半定矩阵解。

图 6-10 中的闭环系统是渐近稳定的（Lublin 和 Athans, 1996）。渐近稳定

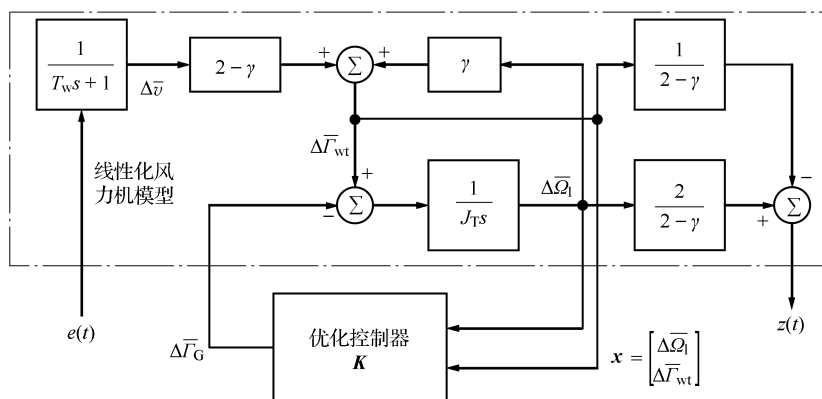


图 6-10 刚性传动链 WECS 高频控制环模型

（本图来源于 Control Engineering Practice, 13, Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E, Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach, 903-912, Copyright (2005)，并进行了修改。本图已取得 Elsevier 的允许。）

性通过方程 $\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{BK})\mathbf{x}(t)$ 来描述 (其中参数规定如前)。

6.4.4 高频环 LQ 动态优化

在 Cutululis 等的著作中, 在给定条件下进行 LQ 优化控制, 这是在 HFL 内实现动态优化的另一种方式。基于式 (6-22) 和式 (3-77), 系统的状态模型写为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + v \quad (6-33)$$

式中,

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \Delta \bar{\Omega}_1(t) & u = \Delta \bar{\Gamma}_G(t) \\ \mathbf{A} = \frac{\gamma}{J_T} & \mathbf{B} = -\frac{1}{J_T} & v = \frac{2-\gamma}{J_T} \Delta \bar{v} \end{cases} \quad (6-34)$$

这里最优标准可以定义为

$$I = \int_0^{\infty} [\alpha \Delta \bar{\lambda}^2(t) + \Delta \bar{\Gamma}_G^2(t)] dt = \int_0^{\infty} [\alpha \Delta \bar{\lambda}^2(t) + u^2(t)] dt$$

式中, $\Delta \bar{\lambda}(t) = \Delta \lambda(t) / \lambda_{\text{opt}}$ 。正权重系数 α 的作用是实现能量性能与功率质量之间的平衡。

前面曾经提到, 通过对叶尖速度线性化 $\lambda(t) = R\Omega_1(t)/v(t)$, 可以得到 $\Delta \bar{\lambda}(t) = \Delta \bar{\Omega}_1(t) - \Delta \bar{v}(t)$; 因此, 上述最优标准可以重新定义为

$$I = \int_0^{\infty} \{ \alpha [\Delta \bar{\Omega}_1^2(t) - 2\Delta \bar{\Omega}_1(t)\Delta \bar{v}(t) + \Delta \bar{v}^2(t)] + u^2(t) \} dt$$

因为 $\Delta \bar{v}^2$ 是既不依赖于状态变量 $\mathbf{x} \equiv \Delta \bar{\Omega}_1$ 也不依赖于控制输入量 $u(t)$ 的独立变量, 所以在性能标准中可以不对它进行考虑, 最后得到:

$$I_1 = \int_0^{\infty} [\alpha (\Delta \bar{\Omega}_1^2 - 2\Delta \bar{\Omega}_1 \Delta \bar{v}) + u^2] dt = \int_0^{\infty} [\alpha (x^2 + 2qx) + u^2] dt$$

$$\text{式中,} \quad q(t) = -\alpha \frac{J_T}{2-\gamma} v(t) \quad (6-35)$$

通常, 在 $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 系统中, 由于优化控制问题定义为基于加权矩阵 $\mathbf{Q}$ 和 $\mathbf{R}$ 二次线性判据取得最小值, 故可以得到通解为

$$u(t) = \hat{u}(t) - \mathbf{L}_1 \cdot \mathbf{x}(t)$$

式中, $\hat{u} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T p(t)$, $\mathbf{L}_1 = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \mathbf{P}$ 。 $\mathbf{P}$ 是 Riccati 方程的解, $p(t)$ 由下面的代数方程得出:

$$(\mathbf{A}^T - \mathbf{PB}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B})p(t) + \mathbf{P}v(t) + q(t) = 0$$

考虑式 (6-33) 和式 (6-34) 中的 $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$, 定义 $\mathbf{Q} = \alpha$, $\mathbf{R} = 1$, 就可以很容易地求出 Riccati 方程的解 (Cutululis 等, 2006a):

$$\mathbf{P} = J_T (\gamma + \sqrt{\gamma^2 + \alpha}) \quad (6-36)$$

相关的方程变为

$$(\mathbf{A}-\mathbf{P}\mathbf{B}^2)p(t)+\mathbf{P}v(t)+q(t)=0 \quad (6-37)$$

用式 (6-36) 替换 $\mathbf{P}$, 式 (6-35) 代换 $q(t)$, 则

$$\left[\mathbf{A}-\left(\gamma+\sqrt{\gamma^2+\alpha}\right)\frac{1}{J_{\mathrm{T}}}\right]p(t)+J_{\mathrm{T}}\left(\gamma+\sqrt{\gamma^2+\alpha}\right)v(t)-\alpha\frac{J_{\mathrm{T}}}{2-\gamma}v(t)=0$$

因为 $\mathbf{A}=\frac{\gamma}{J_{\mathrm{T}}}$, $v=\frac{2-\gamma}{J_{\mathrm{T}}}\Delta\bar{v}$, 则

$$p(t)=\frac{\alpha-\left(\gamma\pm\sqrt{\gamma^2+\alpha}\right)(2-\gamma)}{\sqrt{\gamma^2+\alpha}}J_{\mathrm{T}}\Delta\bar{v}(t)$$

最后, 得到状态反馈的值:

$$\mathbf{L}_1=-\left(\gamma+\sqrt{\gamma^2+\alpha}\right) \quad (6-38)$$

开环修正系数为

$$\hat{u}(t)=-\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^{\mathrm{T}}p(t)=\mathbf{L}_2\Delta\bar{v}(t) \quad (6-39)$$

这里,

$$\mathbf{L}_2=\frac{\left(\gamma+\sqrt{\gamma^2+\alpha}\right)(2-\gamma)-\alpha}{\sqrt{\gamma^2+\alpha}} \quad (6-40)$$

图 6-11 中为最优控制结构图解。其中, $\mathbf{L}_1$ 和 $\mathbf{L}_2$ 是标量, 但为了保持形式的一致而采用矢量阵表示。

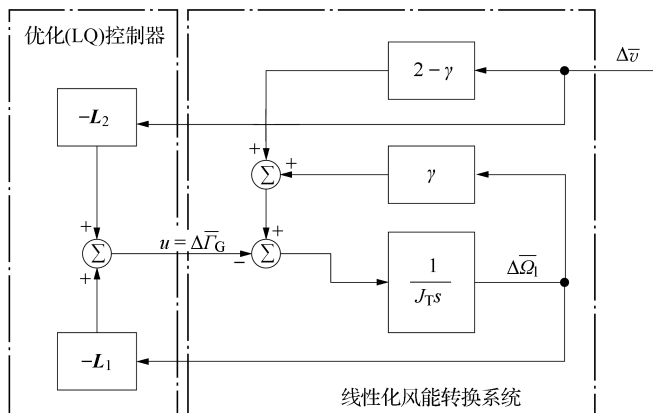


图 6-11 LQ 优化控制框图

作为举例验证, 在小功率定桨距变速 WECS 中进行仿真, 平衡系数取 $\alpha=0.1$ 和 $\alpha=10$ 两值。得到的叶尖速度变化过程和感应发电机转矩变化过程如图 6-12 所示。

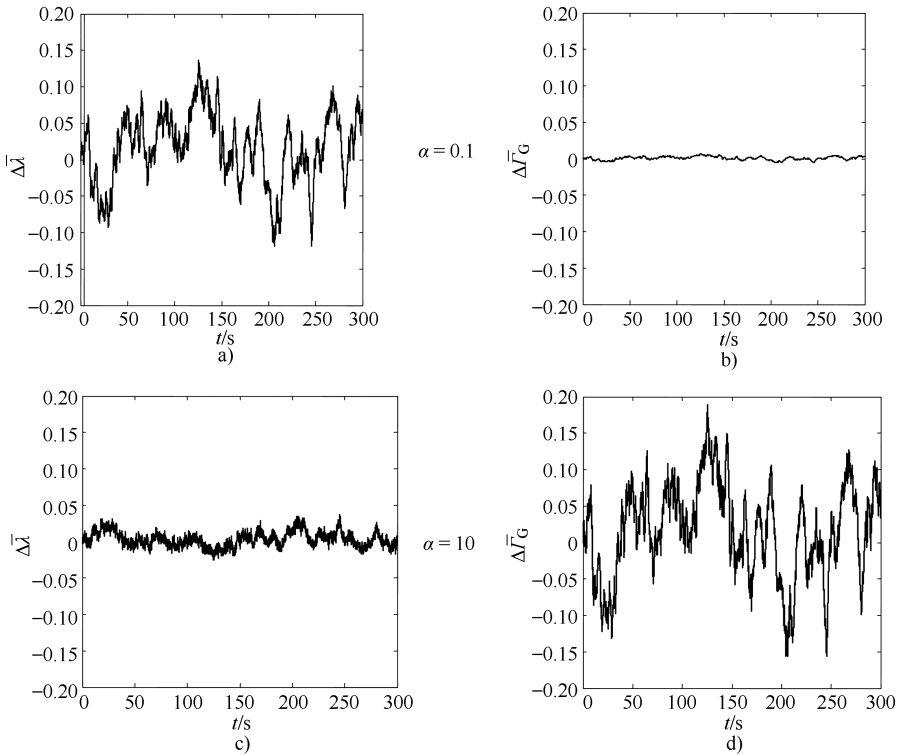


图 6-12 叶尖速度和转矩在 $\alpha=0.1$ 和 $\alpha=10$ 情况下的变化

a)、c) 叶尖速度 b)、d) 转矩

6.4.5 案例研究 (10)

在基于感应发电机的小功率 (6kW) 定桨距刚性传动链变速 WECS 中, 对同一控制结构中 LFL 和 HFL 的运行情况进行了数值仿真 (脱机)。附录 A 和表 A-2 给出所用 WECS 的特征数据。

将上述的针对高、低频 WECS 动态优化的两种控制结构结合起来, 得到了图 6-6 所示的一般结构。在附录 C 的图 C-1 中可以看到具体情况。

MATLAB/Simulink 按如下步骤对框图所示结构进行仿真:

- 对输入为相同白噪声的两个一阶整形滤波器输出量叠加, 获得整体风速 (与图 3-6 中的一般过程很相似)。
- 低频风速为四阶巴特沃斯低通滤波器的输出, 滤波器的截止频率为 0.1Hz。
- 稳态电磁转矩 $\bar{\Gamma}_G$ 由 PI 控制器产生, 动态电磁转矩 $\Delta \Gamma_G$ 由 LQG 控制器的输出端给出。
- 为分离相关的风速、转速分量, 使用了过滤模块。
- 闭环系统仿真时间为 10min; 为了保持一致性, 在所有的仿真下, 驱动

WECS 的都是相同的风速模型。

在图中可以看到一些相关变量的变化过程，它们显示了工作点与最优运行点之间的接近程度，同时也显示了在恒 PI 参数和不同的平衡参数 α 下，由转矩变化而引起的机械负荷强度。

图 6-13 给出了在不同的 α 值下，叶尖速度标准化变化量 $\Delta \bar{\lambda}(t)$ 最小化和电磁转矩标准化变化量 $\Delta \bar{T}_G(t)$ 最小化之间是如何平衡的。

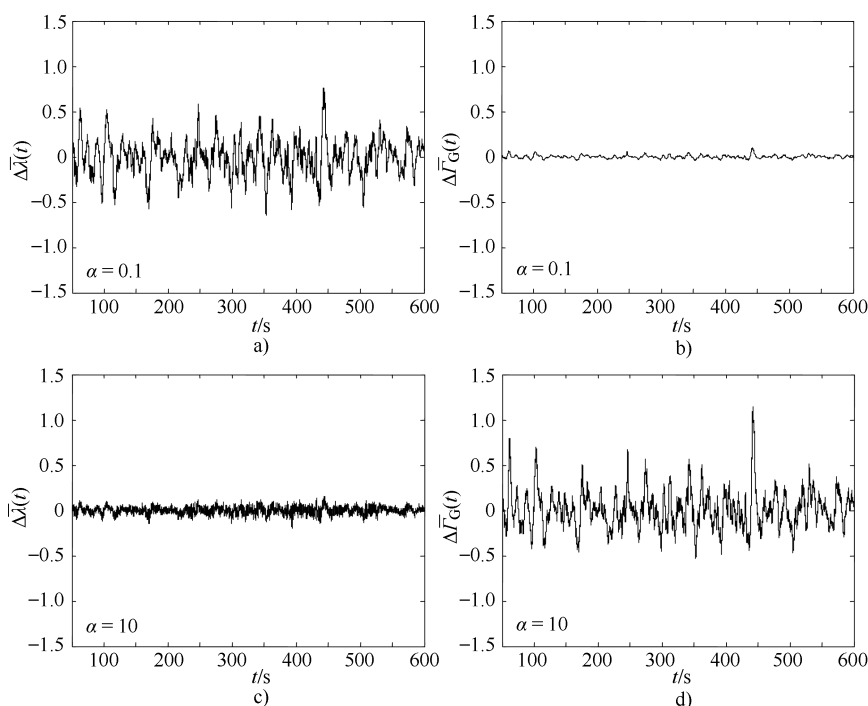


图 6-13 对于不同权重系数 α 叶尖速度和对应的电磁转矩的归一化变化

a)、c) 叶尖速度 b)、d) 电磁转矩

图 6-14 给出了在 α 取一个小值 (图 6-14a、b) 和取一个大值 (图 6-14c、d) 时叶尖速度和电磁转矩的变化过程[⊖]；可以看到当权重系数值较小时，转换情况与最优化结果相差甚远。这也就是说，当 α 值较小时，能够确保较低的转矩偏差。在两个 α 值下，相应的电磁转矩变化过程如图 6-15 所示。

表 6-2 给出了 α 取不同值时，标准化变化量 $\Delta \bar{\lambda}(t)$ 和 $\Delta \bar{T}_G(t)$ 的标准差 $\sigma_{\Delta}(\cdot)$ 。这些结果表明，当为了获得较好的转化效率而增大 α 的值时，最终会有一个饱和极限。

⊖ 原文此处的文字叙述与给出的图不相符，图 6-14 中并没有分图 c、d。——译者注

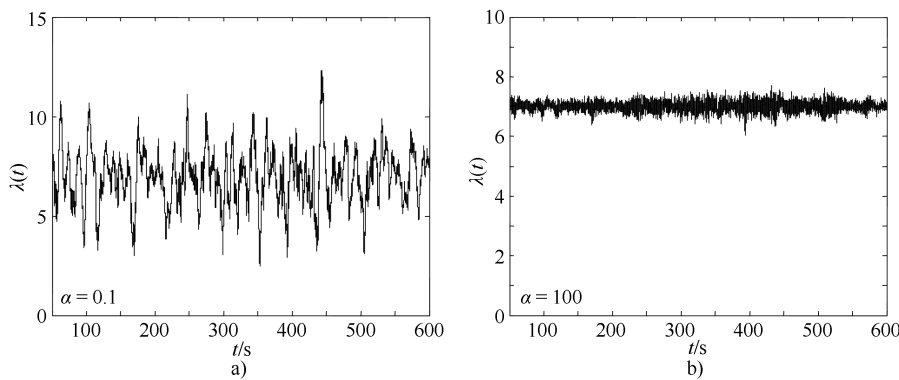


图 6-14 权重系数 α 在 2LFSP 全局运行下对叶尖速度的影响
a) α 值较小 b) α 值较大

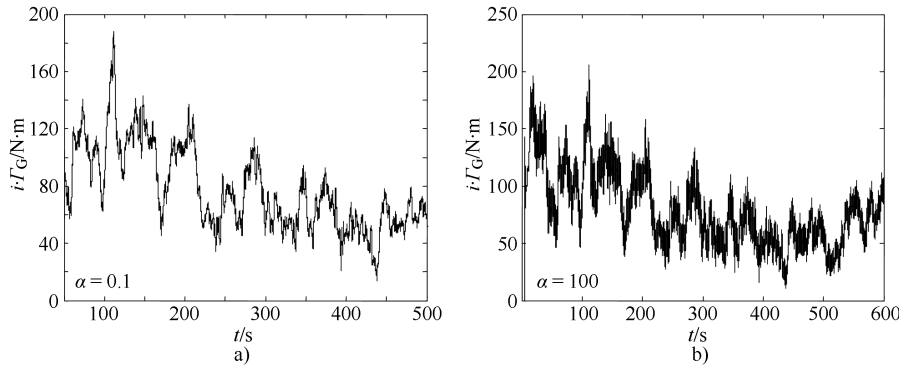


图 6-15 权重系数 α 在 2LFSP 全局运行下对电磁转矩的影响
a) α 值较小 b) α 值较大

表 6-2 归一化变化的 $\Delta \bar{\lambda}(t)$ 和 $\Delta \bar{\Gamma}_G(t)$ 的标准差

σ_{Δ}/α	$\alpha=0.1$	$\alpha=1$	$\alpha=2$	$\alpha=5$	$\alpha=10$	$\alpha=20$	$\alpha=100$	$\alpha=200$
$\sigma_{\Delta}(\Delta \bar{\lambda})$	0.2	0.12	0.087	0.052	0.037	0.029	0.02	0.019
$\sigma_{\Delta}(\Delta \bar{\Gamma}_G)$	0.019	0.10	0.14	0.19	0.21	0.22	0.24	0.25

图 6-16 显示了当 α 取值不同时，在 Ω_1 - P_{wt} 平面上 ORC 周围工作点的移动过程。当 α 取值为几百时，标准化变化量在 ORC 附近变化并不明显，证明在此值下系统具有良好的空气动力效率。

必须注意到权重系数的变化是有限制的，这是由以下原因决定的。 α 值较小时（图 6-16a、b），工作点在 ORC 附近剧烈变动，转换效率与最优状态相去甚远。而且，系统可能错误地运行，即控制输入量较小时可能导致发电机运行在电动机状态。另一方面，太大的 α 值并不能显著地增加捕获功率总量，但会导

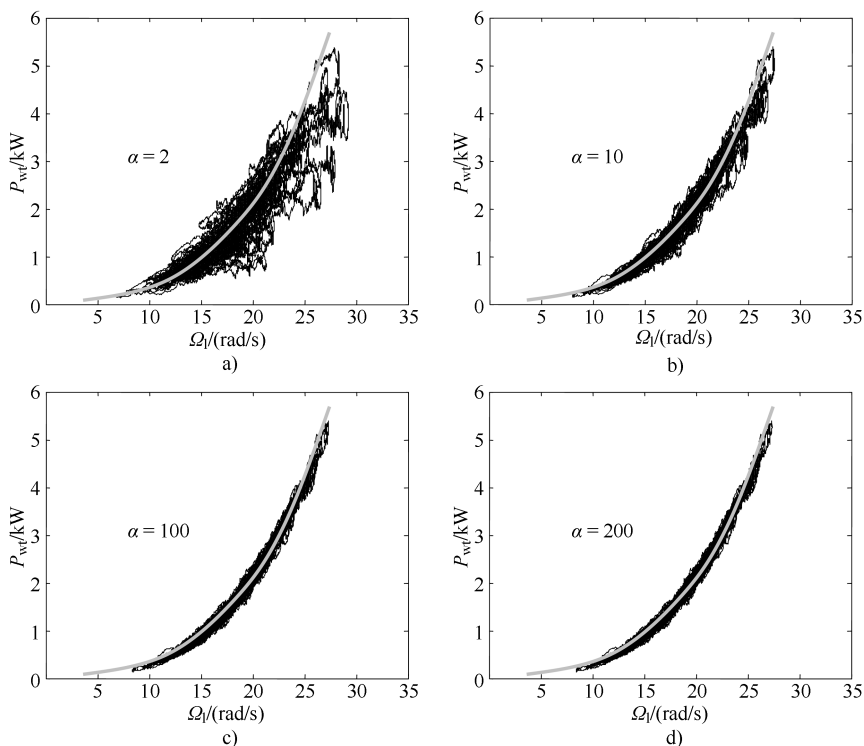


图 6-16 根据 ORC 轨迹得到的 2LFSP 全局运行下的运行点

致机械应力的大幅增加。

此案例的 MATLAB/Simulink 具体仿真细节可以在文件夹 case_study_10 中找到。

6.4.6 整体实时仿真结果

本节使用一个小型 WECS 机电模拟器进行实时仿真，以对基于频率分离原则的控制策略进行评估。该模拟器的结构框图见附录 C 的图 C-2。在图 C-3 中可看到它的实物图和各主要组成部分的图示。该模拟器是基于环内仿真结构（详见本书第 7 章）来构建的，其中发电机转速是驱动变量（Diop 等，1999；Cutululis，2005）。对两种控制结构——即 2LFSP 中的基于 PI 控制器的低频环和基于开关控制器的低频环——都进行了测试。

基于 PI 控制器的 LFL 整体在线仿真结果

实时仿真所使用的参数与脱机仿真的相同。这里所用的控制模块图与图 C-1 所示的本质上是一致的（除了为连接物理子系统而加入的部分）。

低频环的输入激励为风速的低频分量（见图 6-17a），风速变化范围为 4~10m/s。它的控制结果——即对应于最优叶尖速度 λ_{opt} ，维持运行点运行在 ORC 上——如图 6-17b 所示，由图可以看出，依赖于 λ 值的变量 γ 在 $\gamma(\lambda_{opt}) = -1$ 周围有

微小的上下波动。波动的幅值取决于分离滤波器的输出信号，即风速的低频部分 v_s 。

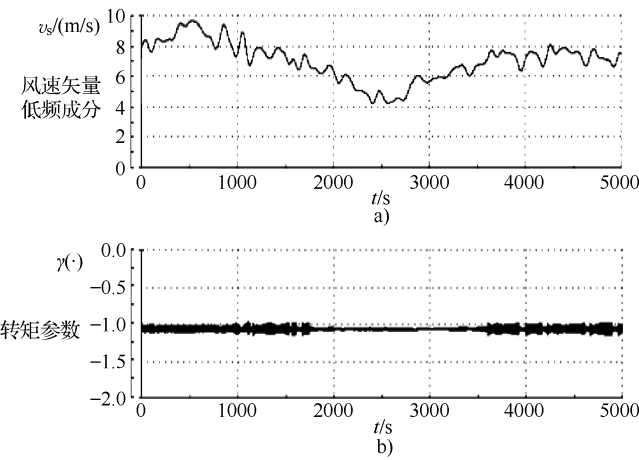


图 6-17 基于 LFL 的 PI 控制器结果

(本图来源于 Control Engineering Practice, 13, Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E, Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach, 903-912, Copyright (2005), 并进行了修改。本图已取得 Elsevier 的允许。)

在高频环中，重要的变量是静态工作点附近的标准化变化量（它表征了稳态工作曲线的光滑程度），其中包括叶尖速度比的标准化变化量 $z(t) = \Delta \bar{\lambda}(t)$ ，控制输入即发电机转矩标准化变化量 $u(t) = \Delta \bar{T}_G$ 。工作点在最优值附近上下波动不超过 $\pm 20\%$ 都是合理的。

分别对权重系数 α 取不同的值，在上述实验装置中进行模拟。对应于每一个 α 值，都会利用模型的参数来计算得到。例如， $\alpha = 0.2$ 时， $\mathbf{K} = [-0.11, -0.02]$ ； $\alpha = 100$ 时， $\mathbf{K} = [-6.49, 2.34]$ 。

图 6-18 给出了当 α 的值不同时，叶尖速度比标准化变化量和电磁转矩标准化变化量的变化过程。可以定性地看出，当 α 的值较大时，叶尖速比标准化变化量 $\Delta \bar{\lambda}$ 的波动幅度较小，而电磁转矩标准化变化量 $\Delta \bar{T}_G$ 的波动幅度则比较大，这与预期结果是一样的。这些波动量都位于零的 $\pm 20\%$ 范围内，表明非标准化值在工作点周围以相同的幅值上下波动。

图 6-19 显示了将两个控制环结合后的性能。即对应于 α 的四个值，ORC 附近工作点的变化。与期望效果相似，当 α 较小时（见图 6-19a、c），这些变化量明显比 α 值较大时（见图 6-19b、d）要大，并且随风速的增大，波动幅值也会增大。

基于开关控制器的 LFL 的整体在线仿真结果

为了对基于开关控制器的低频环进行实时验证，采用了图 C-1 的仿真框图，并用图 5-25 的图形代替了 LFL。开关控制器的参数与 5.4.2 节案例研究中所用的相同。在相同的条件下，此例的在线仿真结果与基于 PI 控制器的 LFL 的仿真

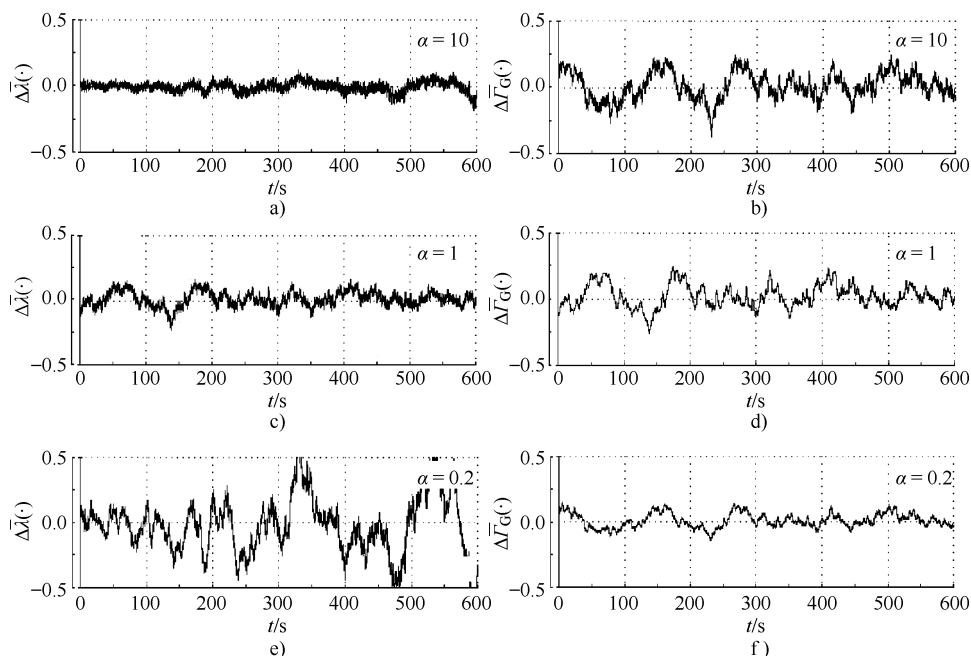


图 6-18 在 2LFSP 中对应于三个权重系数 α ，叶尖速度和发电机转矩的结果

a)、c)、e) 叶尖速度 b)、d)、f) 发电机转矩

(本图来源于 Control Engineering Practice, 13, Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E, Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach, 903-912, Copyright (2005), 并进行了修改。本图已取得 Elsevier 的允许。)

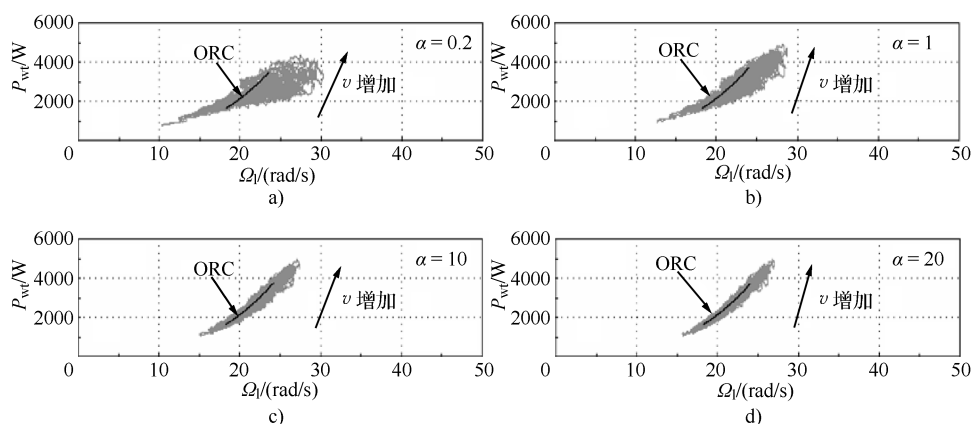


图 6-19 在 2LFSP 中基于 LFL 型 PI 控制器的功率优化轨迹

结果类似。

当 $\beta=4$ 时，开关控制的振幅为一个恒值；在仿真中使用了改进后的（鲁棒性）开关控制器。图 6-20 的第一行给出了低频风速变化过程和转矩参数 γ 的变

化过程。可注意到电磁转矩波动幅值相当小，并且叶尖速度振动幅值不超过 2%（这些值明显大于脱机模拟情况下的值）。

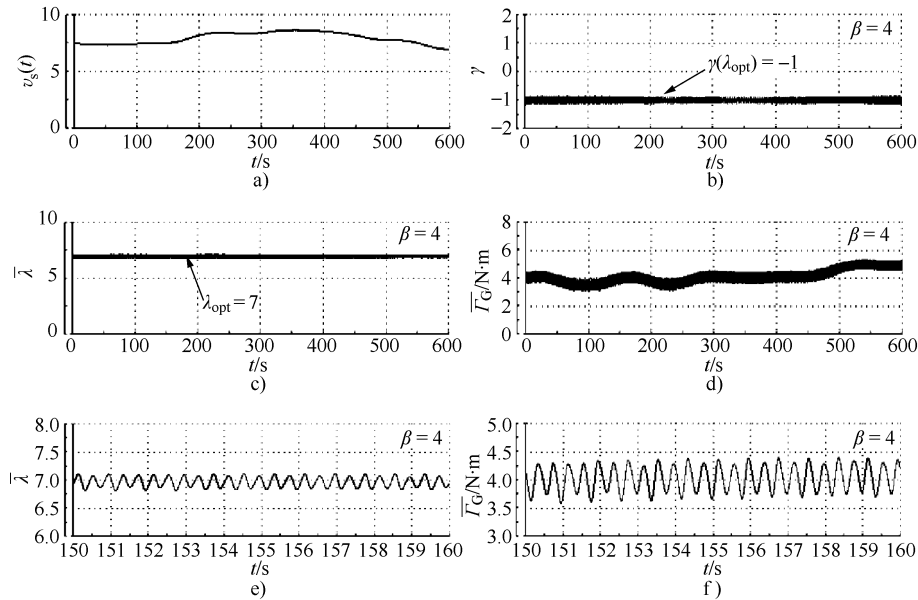


图 6-20 基于开关控制器的 LFL 的相关变量结果

图 6-21 描绘了对应于不同风速模型（见图 6-21a~c）和不同的权重系数下

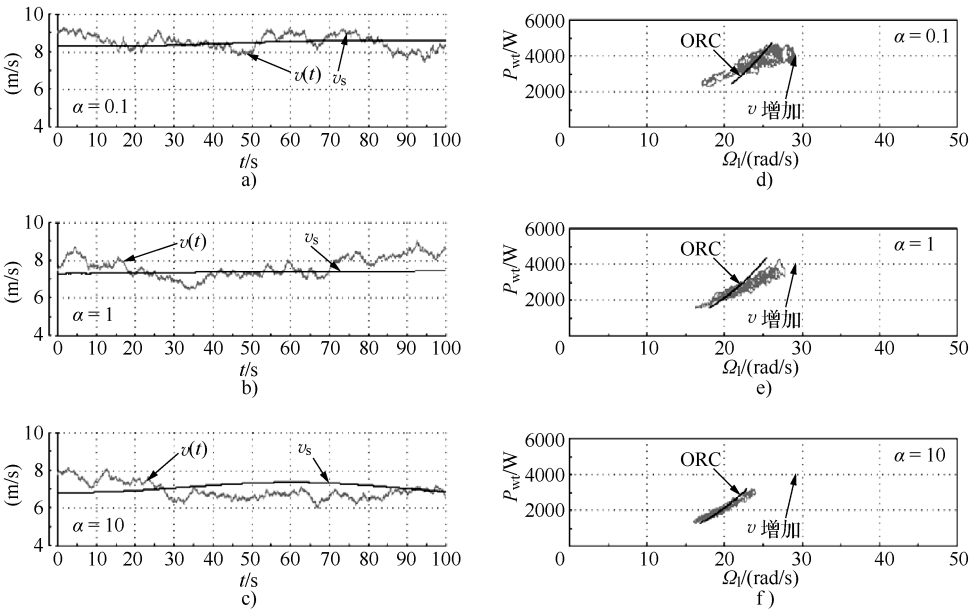


图 6-21 基于开关控制器的 LFL 的 ORC 运行点轨迹

对应加权系数不同的三个值 ($\alpha \in \{0.1; 1; 10\}$) 的情况下, ORC 附近工作点的变化过程 (见图 6-21d~f)。

6.5 2LFPS 在柔性耦合发电机 WECS 中的应用

本节主要讨论为满足能量要求和稳定性要求之间的平衡, 2LFSP 是如何在基于转矩控制发电机的柔性传动链变速 WECS 中得到应用的。2LFSP 控制策略已在 6.3 节中叙述。通常, 若风轮与电磁子系统弹性耦合传动链连接, 则可以减轻由风速湍流部分引起的机械应力和电功率谐波。与在刚性传动链 WECS 中的应用不同, 在 HFL 中 LQG 动态优化采用了不同的性能指标, 使用了基于观测器的状态反馈, 并且在估计低频风速 (在 LFL 内) 时使用了预测方法 (见图 6-22), 而不是像 6.3.3 节所示的那样简单地通过低通滤波器对总风速进行滤波得到。

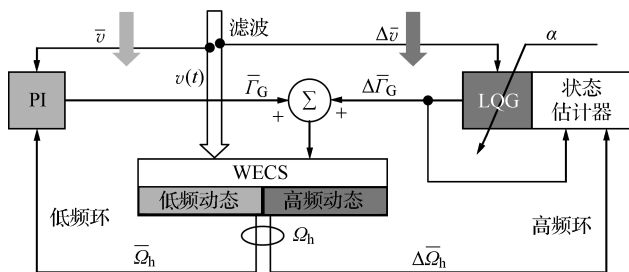


图 6-22 柔性传动链 WECS 的通用 2LFSP 控制框图

为了估计总的控制性能, 还对基于感应发电机的低功率柔性传动链 WECS 的 MATLAB/Simulink 仿真结果进行了讨论。

6.5.1 建模

WECS 低频动态性能的建模

从在 WECS 性能中采用频率分离原则的意义上讲, 传动链存在高频动态特性。因此, 认为只有在 HFL 内才存在传动链的动态特性, 故在对 WECS 的低频动态性能进行建模时, 使用与刚性传动链情况 (见 3.6 节) 相同的方法就足够了, 得到的传递函数如式 (3-75) 所示。因此, 在进行稳态最优化控制时, 也可以采用相同的方法, 例如, 使用 PI 控制器。

WECS 高频动态性能的建模

柔性传动链 WECS 的高频 (湍流) 动态特性的建模采用了一个线性化模型, 它是由 LFL 得到的静态工作点附近的标准化变化量来表示的 (Munteanu 等, 2006a)。

在 3.4.2 节已经得到柔性传动链的模型, 它由式 (3-68) 表示。定桨距风力发电机的非线性风转矩特性 [式 (3-23)] 在稳态工作点附近线性化, 从而得到了式 (3-77), 此处, 湍流部分的线性化模型与在刚性传动链中的相同:

$$\Delta \dot{\bar{v}}(t) = -1/T_w \cdot \Delta \bar{v}(t) + 1/T_w \cdot e(t)$$

式中, T_w 是一阶整形滤波器 [式 (6-24)] 的时间常数。选定状态矢量为 $\mathbf{x}(t) = [\Delta \dot{\bar{\Omega}}_l \Delta \dot{\bar{\Omega}}_h \Delta \dot{\bar{r}} \Delta \dot{\bar{r}}_{wt}]^T$, 控制输入为 $u(t) = \Delta \bar{\Gamma}_G$, 输出 (测量) 变量为叶尖速度比的标准化变化量 $z(t) = \Delta \bar{\lambda}(t)$ 。联立式 (3-77) 和式 (3-68), 可得到以下状态空间矩阵方程:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot u(t) + \mathbf{L} \cdot e(t) \\ z(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) \end{cases} \quad (6-41)$$

式中,

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/J_T & 1/J_T \\ 0 & 0 & 1/J_G & 0 \\ K_A & -K_A & -B_s(1/J_B + 1/J_g) & B_s/J_B \\ \gamma/T_w & 0 & -\gamma/J_T, & \gamma/J_T - 1/T_w \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} = [0 \quad -1/J_G \quad B_s/J_g \quad 0]^T \\ \mathbf{L} = [0 \quad 0 \quad 0 \quad (2-\gamma)/T_w]^T \\ \mathbf{C} = [2/(2-\gamma) \quad 0 \quad 0 \quad -1/(2-\gamma)] \end{cases} \quad (6-42)$$

式中, γ 是转矩参数 [式 (3-78)]; J_T 和 J_G 是时间常数, $J_T = \bar{\Omega}_l J_{wt} / \bar{\Gamma}_{wt}$, $J_G = \bar{\Omega}_l^2 J_g / \bar{\Gamma}_{wt}$; K_A 是时间常数的逆, $K_A = \bar{\Omega}_l K_s i^2 / \bar{\Gamma}_{wt}$ 。 J_T 、 J_G 和 K_A 与静态工作点 $(\bar{\Omega}_l, \bar{\Gamma}_{wt})$ 有关。式 (6-41) 和式 (6-42) 给出了定桨距柔性传动链 WECS 的线性化模型, 它描绘了静态工作点附近由风速湍流分量 $\Delta v(t)$ 引起的高频动态特性。模型的参数依赖于稳态运行点 (由 LFL 得到), 最终是依赖于风速。

6.5.2 低频环稳态优化

LFL 的控制问题涉及稳态优化, 其中包括风力发电机能够变速运行以实现静态工作点运行在 ORC 的功能。如同刚性传动链的情况 (6.4.2 节), 此目标的实现需要利用一个 PI 控制器来对相应于 λ_{opt} 的转速 $\bar{\Omega}_l^{ref} = \lambda_{opt} / R \cdot v_s$ 进行跟踪, 以补偿普通工作点附近的非线性化特性。控制实践表明 PI 控制器的选择并不重要, 在 LFL 中尤为突出, 这是因为较之风力发电机的动态过程, 低频风速变化是非常缓慢的。如前所述, LFL 的一个特性如下: 线性系统中变化量最大的参数 γ 在低频风速时保持不变, 它的值为 $\gamma = -1$, 所以与此参数相关的系统 [式 (6-41)] 是不变的 (Munteanu 等, 2005)。

LFL 提供电磁转矩的静态分量 $\bar{\Gamma}_G$ (用于高速轴), 它是驱动低速轴工作点运行在 ORC 上的必要条件 (见图 6-7)。可以注意到, 采用一个低通滤波器 (LPF) 来对基于 ARMA 模型预测 (详见 6.3.3 节) 的总风速进行滤波是更为合适的, 它可以避免由于时间延迟而产生的稳定性问题。

6.5.3 高频环动态优化

最优化标准

WECS 中承受机械应力最大的部分是传动链, 既要承受由输入轴的风转矩变化量 $\Delta\Gamma_{wt}$ 所引起的机械应力, 又要承受输出轴处由电磁转矩变化量 $\Delta\Gamma_G$ 引起的额外的机械应力。这里, 能量-可靠性平衡的表示方法将与刚性传动链时有所不同, 要考虑柔性传动链上的能量累加, 即在最小化叶尖速度变化量和最小化总的负荷应力 $\Delta\bar{\Gamma}_{wt}(t) + \Delta\bar{\Gamma}_G(t)$ 之间进行平衡。这意味着要对风转速变化量进行跟踪 (跟踪风转矩来实现能量最大化——MEwt) (Munteanu 等, 2004a), 这样相关性能指标变为

$$I = E\{\alpha(\Delta\bar{\lambda})^2\} + E\{(\Delta\bar{\Gamma}_{wt}(t) + \Delta\bar{\Gamma}_G(t))^2\} \rightarrow \min \quad (6-43)$$

式中, 权重系数 α 同样起调节能量-可靠性平衡的重要作用。第一个组成部分可以由状态变量的二次型形式表达, 即

$$I_1 = E\{\alpha(\Delta\bar{\lambda})^2\} \rightarrow \min \Leftrightarrow I_1 = E\{\mathbf{x}^T(t) \cdot \mathbf{C}_a^T \cdot \mathbf{C}_a \cdot \mathbf{x}(t)\} \rightarrow \min$$

式中, $\mathbf{C}_a = \sqrt{\alpha} \cdot \mathbf{C}$, 矩阵 $\mathbf{C}$ 由方程 (6-42) 给出。整体性能标准可以表示为

$$I = E\left\{ \mathbf{x}^T(t) \cdot \underbrace{[(\mathbf{M}^T \cdot \mathbf{M}) + (\mathbf{C}_a^T \cdot \mathbf{C}_a)]}_{\mathbf{R}_{xx}} \cdot \mathbf{x}(t) + \right. \\ \left. 2 \mathbf{x}^T(t) \cdot \underbrace{\mathbf{M}^T}_{\mathbf{R}_{xu}} \cdot \mathbf{u}(t) + \mathbf{u}^T(t) \cdot \mathbf{R}_{uu} \cdot \mathbf{u}(t) \right\} \rightarrow \min \quad (6-44)$$

式中, $\mathbf{M} = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$, $\mathbf{R}_{uu} = 1$ 。

LQG 控制器设计

假定 LFL 是为解决二次线性不变高斯优化问题, 并且相应地有式 (6-44) 所示的性能要求。当且仅当被控系统的结构特性都满足要求时, 才可以保证解存在且唯一 (Lublin 和 Athans, 1996)。由方程 (6-41) 和方程 (6-42) 给出的动态系统的最小化指标为式 (6-44), 此指标唯一的控制输入是全状态反馈 $\mathbf{u}(t) = -\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}(t)$ 。其中 $\mathbf{K} = \mathbf{R}_{uu}^{-1} \cdot (\mathbf{R}_{xu}^T + \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{S})$, $\mathbf{S}$ 是满足 Riccati 矩阵方程

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{A}_r + \mathbf{A}_r^T \cdot \mathbf{S} + (\mathbf{R}_{xx} - \mathbf{R}_{xu} \cdot \mathbf{R}_{uu}^{-1} \cdot \mathbf{R}_{xu}^T) - \mathbf{S} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}_{uu}^{-1} \cdot \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{S} = 0$$

的唯一的、对称的正半定矩阵。其中 $\mathbf{A}_r = \mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}_{uu}^{-1} \cdot \mathbf{R}_{xu}^T$ 。用 $\dot{\mathbf{x}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{K}) \cdot \mathbf{x}(t)$ 描述的闭环渐进稳定性可以得到保证。

此方案假定了所有状态都是可测的, 但实际并不如此。实际上, 状态矢量

中只有 $\Delta \bar{\Omega}_h$ 是可以经过适当的方法测得的。因此，我们使用了观测器来计算不能直接得到的状态变量。与 LQ 控制器的设计类似，观测器的设计包括计算常矢量 L_0 ，以使它的暂态响应比控制环（HFL）的要快，这样就可以快速更新状态矢量的估计值。

使用极点配置程序和观测器的标准型就可以得到矢量 L_0 。观测器安装于方程（6-41）所示的高频 WECS 特性模型中，它的表达式为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \cdot u(t) + \mathbf{L}_0 \cdot [y(t) - \hat{y}(t)] \\ \hat{y}(t) = \mathbf{C}_0 \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) \end{cases}$$

在此方案中，要求观测器的暂态响应要远远快于未受控制装置的暂态响应。例如，它要求是风转矩标准化变化量的 100 倍，是其他状态变量的 15 倍。

6.5.4 案例研究（11）

为了测试 2LFSP 的性能，在基于 SCIG 的小功率柔性传动链定桨距 WECS 中进行了 MATLAB/Simulink 仿真。上述 WECS 的具体特征可以参见附录 A 和表 A-4。控制的结构框图如图 6-22 所示。LFL 和 HFL 都是建立在相应的控制器周围，并且这两个环的设计是根据合适的参数进行的，这些参数分别是 λ_{opt} 和权重系数 α 。

首先，图 6-23 给出了观测器效果的仿真结果。从图 6-23a 中可以看出，对内部转矩估计量 $\Delta \hat{\Gamma}$ 的性能非常好；状态矢量 $\Delta \bar{\Omega}_l$ 和 $\Delta \bar{\Omega}_h$ 也可以得到相同的结果。如图 6-23b 所示，风转矩 $\Delta \bar{\Gamma}_{wt}$ 的估计性能也是令人满意的。

观测器模型嵌于整体仿真框图中；以下给出了两个控制环最具代表性的仿真结果。

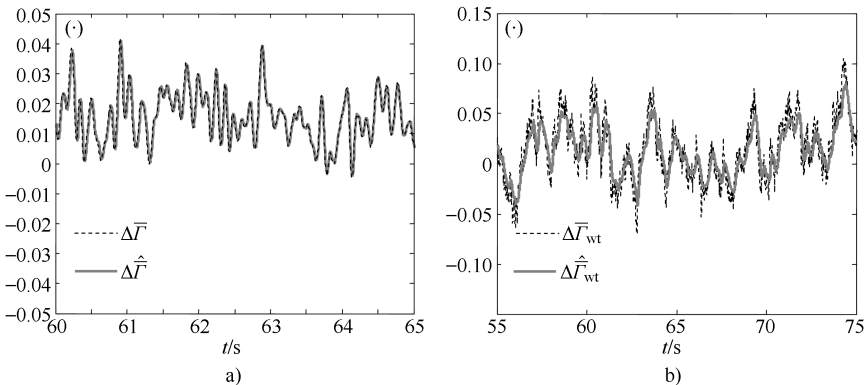


图 6-23 观测器性能的仿真结果

激励风轮的风速模型如图 6-24a 所示。从图 6-24b 中可估计 LFL 的性能：叶尖速度的稳态值维持在其最优值 ($\lambda_{opt}=7$) 附近，偏差非常小（小于 5%）。

图 6-25 给出了相同风速模型（见图 6-24a）对应于不同的 α 值，叶尖速度

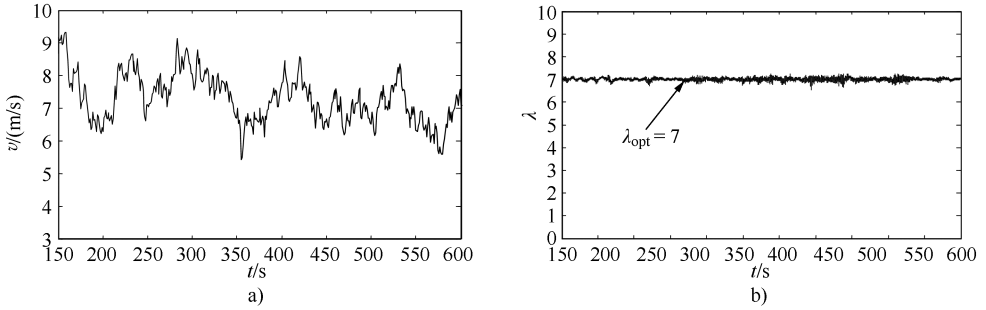


图 6-24 柔性传动链 WECS 的 2LFSP: 保持优化的稳态叶尖速度比

比的标准化变化量 $\Delta \bar{\lambda}$ (图 6-25a、b) 和转矩总变化量 $\Delta \bar{T}_{wt}(t) + \Delta \bar{T}_G(t)$ (图 6-25c、d) 的变化过程。

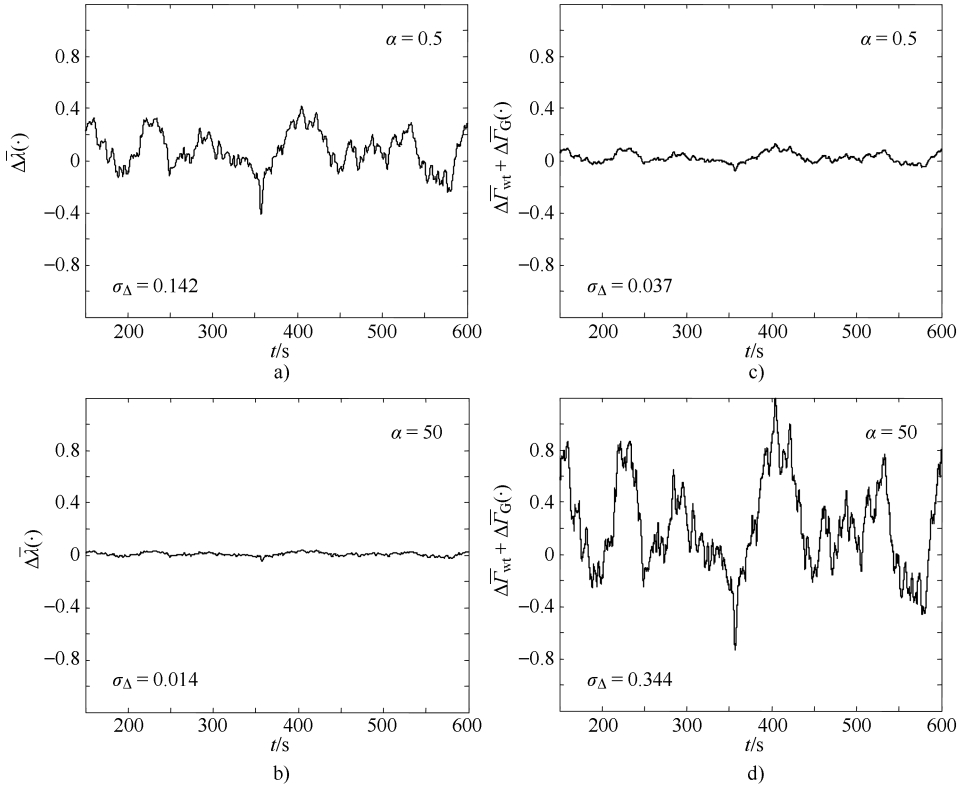


图 6-25 柔性传动链 WECS 的 HFL 运行结果

a)、b) 叶尖速度比变化结果 c)、d) 总转矩变化结果

正如所预期的, 叶尖速度标准化变化量 (表征能量效率) 的标准差随 α 的增大而减小, 而转矩之和的标准差会相应地增加 (机械应力亦是如此)。注意到, 当 α 值由 0.5 增大到 50 时, $\Delta \bar{\lambda}$ 的标准差从 0.142 减小到 0.014, 而

$\Delta \bar{\Gamma}_{wt}(t) + \Delta \bar{\Gamma}_G(t)$ 的标准差从 0.037 增加到 0.344。

图 6-26 给出了在图 6-24a 所示的风速模型和图 6-25 中的 α 取值下，空气动力效率的变化过程（见图 6-26a、b）和工作点与 ORC 的相对位置关系（图 6-26c、d）。小的 α 值（图 6-26a、c）会导致与最优运行状态较大的偏差，所以能量效率会比较低；与之相反，当 α 值较大时，可获得高的效率（图 6-26b、d）。同样，注意到，因为 (Ω_i, P_{wt}) 平面上的工作点轨迹并不是以 ORC 为中心，所以控制性能有时与风速紧密相关的；当风速很大时，控制器会变得不可靠。

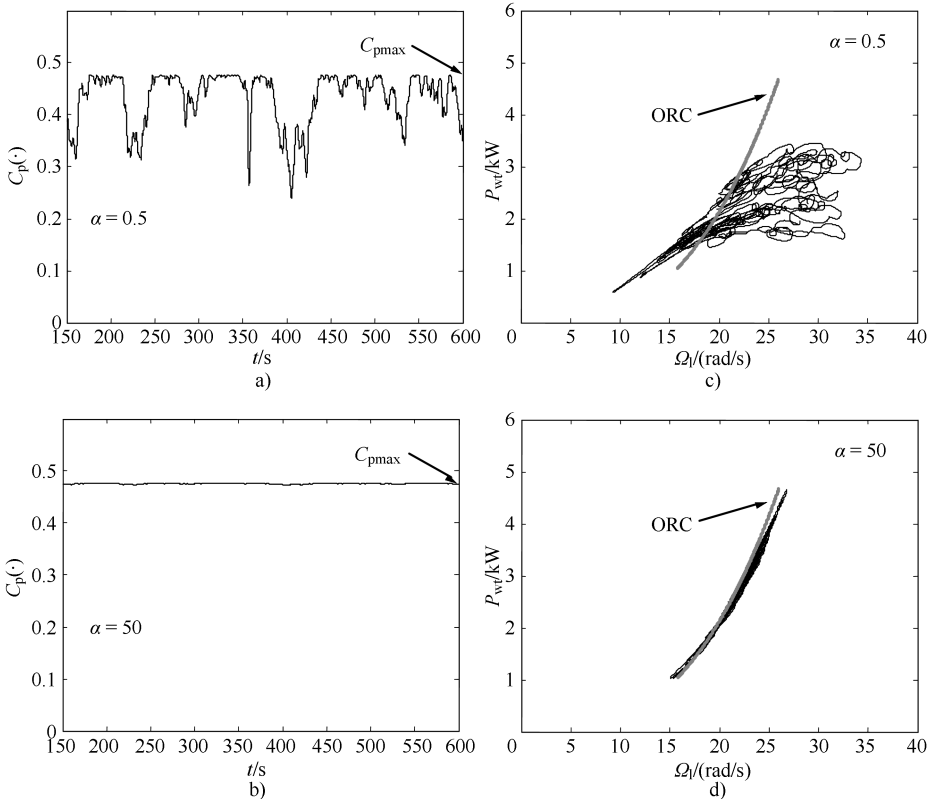


图 6-26 2LFSP 运行：优化运行区域（柔性传动链情况）

本案例的 MATLAB/Simulink 具体执行细节可以参见 case_study_11 文件夹。

6.6 2LFSP 有效性的小结

频率分离原则控制方案给出了风速频谱两个组成部分的分离过程，并且采用了双环控制结构（2LFSP）。设计此结构的目的是为了得到一个比使用 LQG 控制器的自适应优化 WECS 控制更为成功的结构。

通过利用由低通滤波得到的低频风速分量，可以获得稳态最优化运行，即

保持工作点运行在 ORC 上；由于没有高频转矩变化量，故感应的机械应力不明显。为了使叶尖速度比维持在最优值点，采用 PI 控制器或开关控制器来进行控制；最后的结果实际上就是一个转速控制结构。低频环有两个作用，除刚才所描述的一个之外，它可以保持高频 WECS 动态特性线性化模型中变化量最大的参数（即转矩参数）为一个恒定值。风速的高频湍流分量是在高频环内进行处理，高频环建立在 LQG 控制器周围。LQG 控制器可以确保在由低频环确定的稳态工作点附近实现 WECS 的动态性能最优化。通过高频 WECS 性能的线性化模型，求解相关的 LQG 最优化问题，可以计算出控制器的参数。它的性能指标表征了捕获风能最大化与传动链机械疲劳最小化之间的平衡。

确定二次型性能指标取决于传动链的类型，它可以是刚性的或柔性的。在刚性传动链的情况下，控制目标是限制发电机转矩变化量，同时实现能量最优化。在刚性传动链的 WECS 的线性化模型中，提出了相关的 LQG 问题。在柔性传动链情况下，最优化性能指标给出了发电机限制累加变量的范围，也给出了最优化能量状态时通过传动链造成整体机械疲劳的转矩变化范围。在柔性传动链的 WECS 线性化模型中，同样存在 LQG 问题。

2LFSP 方案赋予了 WECS 操控的灵活性。当遇到变风速条件时，通过操作可改变能量-可靠性之间的平衡（较高的湍流风速要求较小平衡系数的控制器）。例如，在 2LFSP 中，通过开关 LQG 控制器而实现转矩变化量维持在发电机铭牌所标注的允许范围内。其中 LQG 控制器的参数应该事先计算得到。

2LFSP 的控制结构对参数、模型化的不确定性是非常敏感的，同时提供了一个更易操控的控制方案。并且由于滤波产生的延迟，对风速的两个部分进行分离并不方便。

频率分离原则还存在一些缺点有待解决。为了确保无故障运行，延长使用寿命，平衡系数的值必须与传动链制造商（或风力机组装商）为特定 WECS 提供的高频转矩变化量允许值相关。发电机效率与能量次级标准之间数学关系表达式应当作为未来工作的重点。这些讨论对刚性、柔性传动链 WECS 都适用。

从仿真中可以看到，当风速很高、在柔性传动链 WECS 上应用频率分离原则时，运行点与最优特性曲线有明显的偏差。这是由于一些不可忽略的预测误差、PI 控制器鲁棒性缺失、两环的联合功能紊乱等情况引起的。如果高频 WECS 模型的参数变化是上述结果的主要原因，可以使用增益调度方法加以改正。

6.7 多目标整体控制方案

6.7.1 大功率风力发电机的控制目标

与中、小功率 WECS 不同，兆瓦级的 WECS 控制目标更加多样化。在额定

功率水平上,必须要考虑塔杆的动态特性,这是由于它可能会对整体动态性能产生决定性的影响。在整体数学模型中,还必须包括由叶片动态特性和传动链动态性能引起的作用。由塔、风力机、传动链和发电机相互作用,呈现了既与内部变量(转速、功率因数、机械负荷等)相关又与相互作用相关的复杂的动态特性。这种情况下,必须对控制要求重新考虑。

前面已对 WECS 的一些控制功能进行过分析:

- 基本功能:在满负荷区对有功功率、轴转速进行限制,某些情况下对转矩进行限制;

- 部分负荷区能量转化最优化;

- 多目标控制,即对 ORC 跟踪和减轻电磁转矩变量之间的平衡。

一般而言,上述要求并不能覆盖实践中技术和经济性的全部要求,特别是在大功率 WECS 情况下。好的控制必须能够满足大量的要求,它既不失一般性而又适用每个特殊的系统(Leithead 等,1991)。在图 6-27 描绘的控制结构中,还要求捕获能量最大化(De La Salle 等,1990;Leithead 等,1991):

- 考虑风力机和塔杆的动态性能,确保整个系统(兆瓦级)的稳定性;

- 轴机械负荷最小化;

- 塔基机械负荷最小化;

- 变速箱机械负荷最小化;

- 发电机负荷最小化;

- 功率波动特别是功率跃变最小化。

上述机械负荷可能是机械疲劳或负荷极限。

在各种参考文献中曾经对上述要求进行过分析,并提出了各种单独的或一并进行的解决方案。Veers 和 Butterfield (2001)强调了当兆瓦级 WECS 运行在湍流状态下时极端负荷的重要性。Cutululis 等人(2007)和 Burton 等人(2001)曾提出一些减轻轴和变速箱上机械负荷的方案。Sørensen 等(2002,2006)和 Cutululis (2007)分析了大型风场功率波动的估计问题。而 Saad-Saoud 和 Jenkins (1999)和 Camblong 等(2002a, b)曾提出了功率跃变的解决方案。

在本章 6.4 节和 6.5 节曾经基于频率分离原则提到过 LQG 优化控制问题,目的是为了解决叶尖速度比变化量 $\Delta\lambda(t)$ 和电磁转矩变化量 $\Delta\Gamma_G(t)$ 之间的对立要求。事实上,上述大多控制目标可通过频率分离控制设计达到。这种设计方案的一般框架结构和对于一些特殊控制目的的解决方案将会在下面进行叙述。

6.7.2 多目标控制的整体最优化和频率分离原则

大功率 WECS 的简化控制结构如图 6-27 所示。此图显示了控制系统的主要组成部分和两种控制方式——桨距控制和速度/转矩控制(Burton 等,2001)。

由于风与风力机之间的相互作用至关重要,所以为了满足性能要求,除了

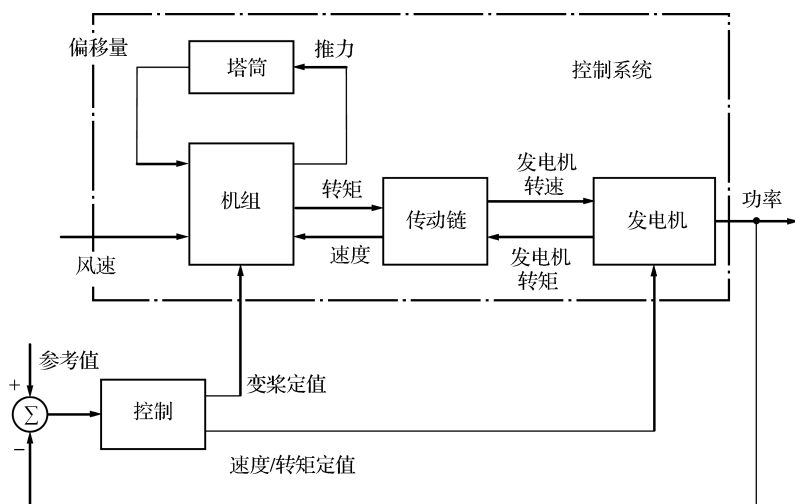


图 6-27 大功率 WECS 的主控子系统

要知道低频风速分量的精确信息，还需要知道风速湍流部分准确的统计学特性。

变速运行条件下时，系统在部分负荷区可能是转矩控制也可能是速度控制，以便于对 ORC 进行跟踪。在大风速时，为限制额定功率的值，WECS 为桨距控制。很明显，由于控制变量的物理特性不同，图 6-27 中两种控制方案会有不同的频谱特性。

WECS 优化控制问题可以阐述为包括全部控制目标的整体性能指标的极值。Leithead 等曾于 1991 年提出一种方案，这种方案的整体指标形式为

$$I = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \left[\sum_i a_i |H_i(j\omega)|^2 \right] \cdot S_E(\omega) + a_c |H_c(j\omega)|^2 \cdot S_E(\omega) \right\} d\omega \quad (6-45)$$

式中， $S_E(\omega)$ 是系统所处于的有效风速的功率频谱密度；

$H_i(s)$ 是等效风速输入到输出变量（机械负荷、变速箱转矩变化、传递给电网的功率波动）的传递函数，它能使受控对象满足前面章节所提到的性能要求；

$H_c(s)$ 是从等效风速输入变量到控制变量的传递函数；

a_i 是表示在整体指标内各量相对重要性权重因子；

a_c 是衡量控制输入效果的因子，用以控制输入在可行的范围内变动。

另一种备选方案是频率分离原则，其中提出了模块化设计：整体控制的每一个模块分别能够满足一个或一组性能要求（当要求的性能互相对立时为后一种情况）。这种方案实际上就是在频率模型的通频带上建立互不相关的模块，每一个模块对应于一种控制目标要求的动态性能。换言之，这种控制的基本思想是频率可解耦。因此，如果在各个频率范围内有不同的目标要求且系统在此范围内由一个或多个有效风速组成部分所激励时，就可以分别对控制进行独立设

计。这样，累加整体指标内的各个独立目标所对应的控制模块就可以获得整体控制方案。

频率分离原则要求知道系统的各个频率段的模型和外部信号。以下的信息是必要的：

- 系统模型；
- 有效风速的主要频谱分量与系统模型各部分的对应关系；
- 图 6-27 所示的两个控制通道的带宽。

这些问题是控制设计的基础，下面对它们进行概述。

6.7.3 WECS 频率范围模型

除了低频模型（例如，风轮的运动方程），WECS 的动态特性还包括其他部分，例如：

— 塔杆运动的动态模型。此模型具有两个自由度，分别为在风速方向上的运动（“塔前后方向”）和风轮在自旋转平面的运动（“塔左右方向”）。第一个自由度对 WECS 的整体动态特性有巨大的影响。

— 叶片旋转引起的动态特性。叶片在转动平面上的运动称为“叶片转动”，而其在此平面垂直方向上的运动称为“叶片振动”。一般而言，叶片运动被描述成一个分布参数的动态系统，通常用有限灰色控制模型来描述（Dixit 和 Suryanarayanan, 2005）。

— 传动链动态特性模型。

— 发电机电磁子系统的动态特性模型，以电磁转矩作为输出变量。一般来讲，这是一个四阶的模型，但习惯上用二阶模型来近似模拟（Iov, 2003）。通过定子模型能够在超过开环通频带的高频特性下应用这一事实，证明这个近似是可行的。

自然频率和阻尼因数可以提供由上述动态分量产生的湍流模型的必要信息。通常，我们忽视它们间的相互作用，而对这些动态分量单独描述。因此，塔杆前后方向的运动可用以下简单的方程描述

$$M\ddot{y} + D\dot{y} + Ky = F \quad (6-46)$$

式中， y 是塔杆的位移量； F 是外力； M 、 D 和 K 分别是塔杆模型质量、阻尼因数和模型刚度。此模型中包含了描绘塔振动特性的共振模式，但它远不能完整地描述塔动态特性对整个系统特性的影响。对前面提到的各个动态部分进行耦合能够得到一个更先进的频率模型。所以，对塔的前后运动和左右运动进行紧密的耦合。Dixit 和 Suryanarayanan（2005）考虑了叶片边缘运动和传动链动态性能间的耦合，而 Iov（2003）分析了电磁转矩子系统二阶、四阶模型和传动链动态模型之间的耦合。

一般来说，一般化、单一的模型表达式有下列形式：

$$[M]\ddot{x}+[D]\dot{x}+[K]x=f \quad (6-47)$$

式中, $\ddot{x}$ 、 $\dot{x}$ 和 x 分别是加速度、速度和位移; f 是施加在系统上的力/转矩矢量。矢量 f 可以由下列部分构成:

- 由有效风速产生的力/转矩;
- 由图 6-27 所示两控制通道的控制输入量产生的力/转矩。

Dominguez 和 Leithead (2006) 使用方程 (6-47) 所示的模型, 给出了塔杆动态特性的两种模式、叶片动态特性的两种模式和传动链的两种模式。

由方程 (6-46) 的一般模型, 可以推导出确定系统模式的线性模型。这种做法的目的是分析控制输入部分是否是频率可分离的, 与此同时确定控制目标中各个特性所对应的频率变化范围。

6.7.4 风速湍流部分的频谱特性

现在对风轮叶片上与转轴相距 r 处的一个点进行分析。如 3.2.3 节所述, 风速在此点处的波动包含一个确定部分和一个随机部分, 下面进行具体分析。

确定性湍流

风速在叶片上某点的波动的确定部分是由风速切变和塔杆阴影效应引起的。

风速切变跟给定点风速与地面之间的高度之间的关系有关。它是由接近地面处空气的流动所引起的摩擦产生的。风速切变通常由下述模型表达式表示:

$$v_s(z) = v_s(z^{\text{ref}}) \cdot \frac{\ln(z/z_0)}{\ln(z^{\text{ref}}/z_0)} \quad (6-48)$$

式中, z 是风速计算点处离地面的高度; z^{ref} 是参考高度 (一般地, $z^{\text{ref}} = 10\text{m}$); z_0 是粗糙面长度。

当风轮叶片以 Ω_l 的速度旋转时, $z(t)$ 会呈现周期性的变化, 变化范围为 $[h-r, h+r]$, 变化规律为 $z(t) = h + r \cos(\Omega_l t + \varphi_0)$, 其中 h 是轮毂距地面的高度, φ_0 是叶片的初始位置角。将此式代入式 (6-48), 可以看到风速 $v_s[z(t)]$ 包含一个周期变化的部分。

当叶片旋转至塔杆前时, 塔杆阴影效应引起了风转矩波动的减小。而且当叶片旋转至塔杆前时, 所考虑点 (即离转轴距离为 r 处) 的风速也会相应减小。Sørensen 等在 2002 年提出了风力发电机的下述塔杆阴影模型:

$$v(t) = v_s a^2 \frac{x^2(t) - y^2(t)}{[x^2(t) + y^2(t)]^2} \quad (6-49)$$

式中, a 为塔杆的直径; $x(t)$ 和 $y(t)$ 分别为所计算的点指向塔杆中心点的横向和纵向距离。Bianchi 等在 2006 年提出了另一种简单的塔杆阴影模型; Dolan 和 Lehn 在 2005 年给出了一般的风转矩模型, 此模型中考虑了塔杆阴影效应和风切变效应。

随机波动

风速湍流部分纵向旋转采样功率频谱的分析和测定都依赖于冯卡门定点湍

流频谱分析。现在考虑式 (3-3) 所示的定点湍流风速纵向部分的模型。旋转采样功率频谱可以通过以下三步得到 (Burton 等, 2001):

1) 确定发电机外部前方一个固定点的湍流风速自相关函数。在计算功率频谱密度时使用傅里叶逆变换, 由式 (3-3) 可以得到

$$K_{v_t}(\tau) = \frac{2\sigma^2}{\Gamma(1/3)} \left(\frac{\tau/2}{1.34L_t v_s} \right)^{1/3} K_{1/3} \left(\frac{\tau}{1.34L_t v_s} \right) \quad (6-50)$$

式中, σ 是标准差; L_t 是动荡长度; $\Gamma(\cdot)$ 是伽马函数; $K_{1/3}(\cdot)$ 是修改后的贝塞尔函数, 它的阶数为 $1/3$ 。

2) 推导出叶片上固定点处风速湍流部分的自相关函数。假设在一个时间间隔 τ 后, 发电机外部前方纵向 s 处的风速到达了叶片上的固定点处。通过分析所提到的两点处风速波动的互相关联的函数, 可以得到叶片上固定点的自相关函数 (Burton 等, 2001) 为

$$K_{v_t}(r, \tau) = \frac{2\sigma^2}{\Gamma(1/3)} \cdot \left(\frac{s/2}{1.34L_t} \right)^{1/3} \cdot \left[K_{1/3} \left(\frac{s}{1.34L_t} \right) + \frac{s}{2(1.34L_t)} K_{2/3} \left(\frac{s}{1.34L_t} \right) \cdot \left(\frac{2r \sin(\Omega_1 \tau / 2)}{s} \right)^2 \right] \quad (6-51)$$

$$\text{式中, } s = \left[v_s^2 \tau^2 + 4r^2 \sin^2 \left(\frac{\Omega_1 \tau}{2} \right) \right]^{1/2} \quad (6-52)$$

3) 基于自相关函数 [式 (6-51)], 确定功率频谱密度。

图 6-28 给出了旋转采样功率频谱, 其参数为: $L_t = 70\text{m}$, $\Omega_1 = 30\text{r/min}$, $v_s = 9\text{m/s}$ 。下面给出了两个点处的情况, 分别为距离转轴 $r_1 = 15\text{m}$ 和 $r_2 = 30\text{m}$

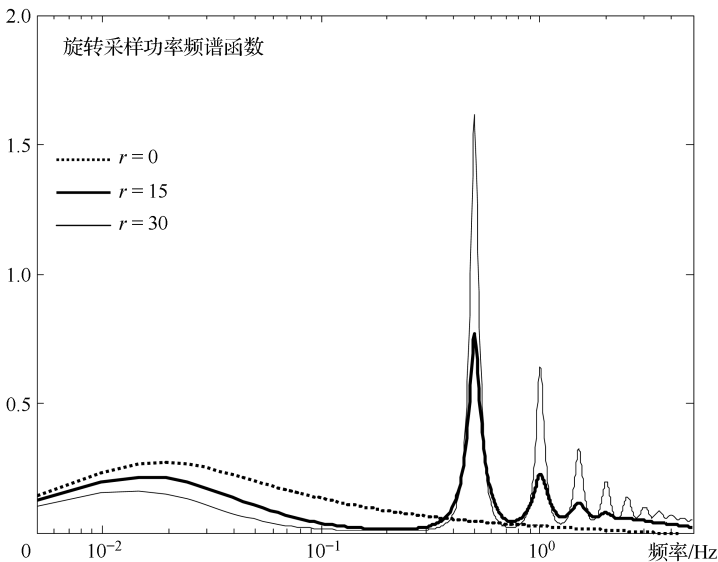


图 6-28 不同旋转轴距离的旋转采样功率频谱

处。可以看到 r 越大, 频率为 $i\Omega_1/(2\pi)$ 处的功率集中程度就越高。当 $r=0$ 时, 可以得到固定点湍流的功率频谱密度, 在图 6-28 中由虚线表示。

6.7.5 WECS 控制系统的开环带宽限制

本节中, 所考虑的重点是图 6-27 所示的两个控制通道是怎样控制方案中的不同部分的。为了得到这个结果, 将会对桨距控制和速度/转矩控制系统中的闭环动态特性进行分析。

通过桨距定位进行 WECS 控制

桨距控制是通过桨距调节器实现的。其中很多的限制条件会降低系统的通频带宽。此控制的主要目的是在额定功率点处限制功率, 其中功率环主要运行在低频范围内。功率环的动态特性主要是在开环频带内表现出来的, 并且功率环能够足够控制由阵风或中频风速湍流引起的功率变化。依据频率分离原则还可以实现一个额外的功能, 即阻止塔杆的振动 (Burton 等, 2001)。在兆瓦级风力发电机中, 当运行在低频段时, 控制性能将会明显降低, 这是风力机和塔杆对 WECS 整体性能的共同作用引起的。这些变化使控制系统的稳定性成为最重要的问题。在下面将会仔细阐述。

在大功率 WECS 中, 风力机和塔杆的相互作用对控制系统的性能有很大的影响。其中之一是系统为非最小相位角, 这是由于线性化模型传递函数在右半平面内的零点所造成的。Dominguez 和 Leithead 在 2006 年分析了引起右半平面两个零点的动态过程。其中一个零点出现在桨距角到发电机转速的曲线上, 另一个零点出现在风轮转矩到轮毂转矩的曲线上。

第一个零点的固有频率是恒定的, 它的阻尼系数很小, 这是由风速决定的。在特定的风速下, 由于桨距角的调整会影响振动和边缘模式, 故复平面内右半平面的零点可能会向左半平面移动。这个零点会强烈地限制功率环的稳定裕度。物理学上, 可以对稳定性降低解释如下: 当风速增加时, 控制器会增加桨距角的大小, 以便于对转矩和功率进行限制; 但是当桨距角增加时, 推力减小, 塔杆的挠度也会减小; 因此, 风力发电机会向前移动, 故相对于风轮的风速不断增大, 控制器也会进一步增加桨距角。

第二个零点的阻尼系数和固有频率都紧紧依赖于风力发电机的结构特点和风速的大小。与塔杆动态引起的零点不同, 在这种情况下阻尼会更大。

Dominguez 和 Leithead 在 2006 年提出了一种确定开环交叉频率最大值的方法。开环交叉频率能够保证系统在右半平面有零点时的稳定裕度。此处, 功率开环传递函数为

$$H(s) = H_{mp}(s) \cdot H_{nmp}(s) \quad (6-53)$$

式中, $H_{mp}(s)$ 和 $H_{nmp}(s)$ 表示的是最小相位和非最小相位子系统。非最小相位子系统固化在全频通带滤波器中, 其传递函数为

$$H_{\text{apf}}(s) = \frac{s^2 - 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6-54)$$

相频特性为

$$\varphi_{\text{apf}}(\omega) = -a \tan \left(\frac{2\zeta\omega\omega_n}{\omega_n^2 - \omega^2} \right) \quad (6-55)$$

可以认为, 在 $H_{\text{mp}}(s)$ 的交叉频率附近, 博德图可以近似为一个理想的曲线: 幅频特性曲线是线性的, 斜率为 -20dB/dec ; 相频特性曲线中, 相位为一个固定的值, 为 $-k\pi/2$ 。在 $H_{\text{mp}}(s)$ 系统中, 连续地加上固化在 $H_{\text{nmp}}(s)$ 中的全频通带滤波器。假定首先加入了式 (6-54) 所描述的滤波器, 并且假定系统的相角裕度为 γ :

$$-k\pi/2 + 2\varphi_{\text{apf}}(\omega_c) = -\pi + \gamma \quad (6-56)$$

式中, ω_c 是开环交叉频率。在式 (6-55) 中把 ω 替换为 ω_c , 则可以得到

$$\left(\frac{\omega_c}{\omega_n} \right)^2 - \frac{2\zeta}{\tan [\varphi_{\text{apf}}(\omega_c)]} \cdot \left(\frac{\omega_c}{\omega_n} \right) - 1 = 0 \quad (6-57)$$

$\varphi_{\text{apf}}(\omega_c)$ 可以由式 (6-56) 推导得到:

$$\varphi_{\text{apf}}(\omega_c) = -0.5\pi(1-k/2) + \gamma \quad (6-58)$$

通过求解方程 (6-57), 得到一个通用的解 $(\omega_c/\omega_n) = S(k, \gamma)$, 它必须有实际的物理意义。令 ω_π 为相角交叉频率。与式 (6-57) 类似, 通过定义 ω_π 可以得到

$$\left(\frac{\omega_\pi}{\omega_n} \right)^2 - \frac{2\zeta}{\tan [0.5\pi(1-k/2)]} \cdot \left(\frac{\omega_\pi}{\omega_n} \right) - 1 = 0 \quad (6-59)$$

它的通解为 $(\omega_\pi/\omega_n) = R(k)$ 。在假设的幅频特性的斜率为 $-k \cdot 20\text{dB/dec}$ 的条件下, 可以得到幅值裕度 m_{dB} 的值, 可以证明 $m_{\text{dB}} = 20k [\lg(\omega_\pi) - \lg(\omega_c)]$ 。由上式可以得到

$$\left(\frac{\omega_\pi}{\omega_c} \right)^k = \left(\frac{\omega_\pi/\omega_n}{\omega_c/\omega_n} \right)^k = \frac{R(k)}{S(k, \gamma)} = 10^{(m_{\text{dB}}/20)} \quad (6-60)$$

通过对 γ 和 m_{dB} 赋值, 可以解出式 (6-60) 中的 k 值, 进而由 $(\omega_c/\omega_n) = S(k, \gamma)$ 推导出最大交叉频率 ω_c 的值。在全频通带滤波器中右半平面有零点的情况下, 推导得到的 ω_c 的值可以应用在系统模型中。上述推导过程可以应用于所有的全频通带滤波器中 (Dominguez 和 Leithead, 2006)。

通过发电机转速、转矩定位进行 WECS 控制

这种控制方案通过静态功率变流器来实现, 在很大的频率范围内都适用。一般来说, 根据频率分离原则, 可以设计此方案令它包含所有可能的运行状态。这当中, 一个特别的问题就是由控制和桨距角引起的功率 (归根结底为速度) 限制功能。

如第 4 章所述, 变速风力发电机可以通过减小转速和移动运行点至风转

矩-速度平面上的左半部分来进行失速控制。在高风速条件下,功率控制器会使转速下降;因此,风力发电机将会在小于最优切入角的条件下运行,这样空气动力效率下降,从而会得到限制功率的效果。这种功率控制方案是 Burton 在 2001 年提出的,但是很少有文献对它进行阐述。目前,在大功率变速 WECS 中,由桨距控制来进行功率调节是一种常用的方法,而且是在实际中应用最广泛的。变桨执行机构很复杂,实际中采用顺桨通常比变桨要多一些。变桨的一个问题是关于升力系数和阻力系数的变化过程的:当切入角增加时,升力系数减小,叶片弯曲模式中气动力阻尼效应也会相应减小。这样,叶片的转动可能会变得不稳定 (Burton 等, 2001)。被动失速调节是一个广为接受的方案。因此,应该对通过额定值内发电机速度调节来实现的失速调节进行更为详细的分析。很明显,必须考虑到所有的系统变量:升力、阻力、轴向推力、转矩,还有结合发电机动态特性和系统中其他动态特性所得到的模型。此方案的提出是基于发电机速度/转矩控制的优点提出来的,即它可以覆盖控制目标中所有的频谱变化范围。

6.7.6 WECS 的频率分离控制

在 6.4 节和 6.5 节中所述的 LQG 最优控制是界定在风速湍流频谱变化范围内的。频偏是陷波器设计中的一个难点问题。众所周知,大功率 WECS 有更高的控制目标要求,这是由下面两方面主要的因素引起的:

— 内部因素:系统频域数学模型所表示的内部特性要求特殊的控制方案,以在相关的频域范围内得到更优的动态特性;

— 外部因素:如 6.7.3 节所示,风速频谱中包含周期性或接近周期性的部分;控制目标要求控制能够减轻这些组成部分对功率变化和波动的影响。

第一类因素引起了机械结构(包括塔杆)的动态模式。塔杆振动和传动链扭转谐振是极其重要的问题。从机械负荷的角度和在一个相当大的频率范围内控制系统的稳定性角度来看,减轻塔杆振动都是很有必要的。

下面考虑以二阶微分方程表示的塔杆简化数学模型 (Burton 等, 2001):

$$\ddot{y} + 2\zeta\omega_n\dot{y} + \omega_n^2 y = k_T(F + \Delta F) \quad (6-61)$$

$$\text{式中,} \quad \omega_n = \sqrt{K/M} \quad \zeta = 0.5D \sqrt{M/K} \quad k_T = 1/M \quad (6-62)$$

y 是塔位移; F 是施加的力; M 、 D 和 K 分别是塔杆质量、阻尼系数和模型刚度; ΔF 是控制桨距角所引起的推力变化量。增加阻尼的一种方案是使用一个与 $-\dot{y}$ 成比例的控制输入。令 $-k_D\dot{y}$ 为此部分引起的推力变化量。这样,塔杆的阻尼为

$$\zeta_D = 0.5(D + k_D) \sqrt{M/K} \quad (6-63)$$

与 $-\dot{y}$ 成比例的输入需要使用状态估计器(例如,使用卡尔曼滤波器)进行

状态估计，或利用一些可靠的设备对位移变化速度进行测量。此控制的频率分离是有用且必要的，它可以消除速度传感器输出信号的噪声。

可以在传动链扭振控制中采用相同的控制原理。令

$$J\ddot{\theta} + D\dot{\theta} + K\theta = \Gamma_{wt} - \frac{i}{\eta}\Gamma_G \quad (6-64)$$

为发电机运动方程，其中 J 、 D 和 K 已经在上文做过介绍。此处，发电机转矩有必要包含一个与发电机速度 $k_D(i/\eta)\dot{\theta}$ 成正比的部分。根据式 (6-64)，这个部分将会提高阻尼系数，它在系统动态性能中的权重是通过参数 k_D 来表示的。

为了实现这种想法，Bossanyi 于 2000 年和 Burton 等于 2001 年分别建议在一定的频率范围内对转矩值通过一个系数来进行修正，旨在传动链的阻尼效应。这个系数是通过应用滤波器对编码信号进行处理得到的，滤波器的传递函数为

$$H_{DT}(s) = \frac{k_D s(\tau s + 1)}{s^2 + 2\zeta_1 \omega_{nt} s + \omega_{nt}^2} \quad (6-65)$$

式中， ω_{nt} 与传动链扭转振荡的谐振频率相等。此滤波器的博德图如图 6-29 所示，其主要特征为

- 高谐振增益。
- 低频段增益低；这样，滤波器输出信号就可以将系统的低频动态特性分离开来。
- 在谐振频率 ω_{nt} 处相位为 0° ；这是通过微分部分在比 ω_{nt} 稍小的频率处产生一个接近于 90° 的相角延迟得到的。

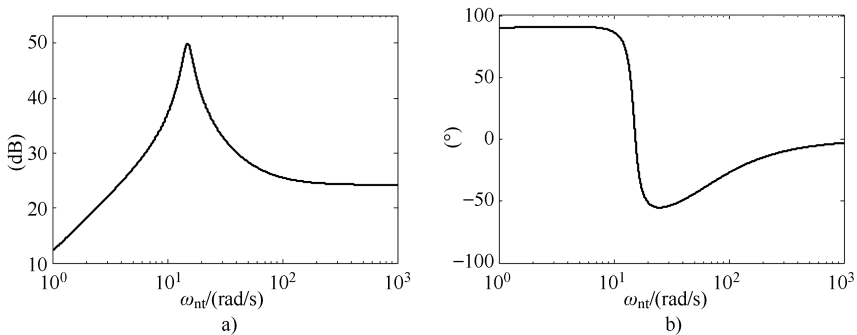


图 6-29 用于抑制传动链振荡的滤波器博德图

Dixit 和 Suryanarayanan 曾经在 2005 年采用了增益模式方案来抑制振荡，此方案中假设固有频率 ω_{nt} 随着桨距角 β 的变化而变化。为了得到这种效果，可使用两个滤波器，每一个的传递函数都具有式 (6-65) 的形式，它们的参数是

通过两个不同的 β 平均值计算得到的。这些参数分别对应了两种不同的运行状态，两个运行状态是由预先设定的平均风速决定的。

van Engelen 等在 2003 年也曾经使用过类似的方法来抑制兆瓦级风力发电机的两种振动。用于得到转矩值的控制输入是通过极点配置技术设计得到的，并且用了一个卡尔曼滤波器来进行状态估计。

另一种控制扭振的方案采用了一个陷波滤波器来调谐传动链的谐振频率 (Burton 等, 2001)。此滤波器可以通过一个简单的传递函数来实现：

$$H_{\text{NF}}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_1 \omega_{\text{nt}} s + \omega_{\text{nt}}^2}{s^2 + 2\zeta_2 \omega_{\text{nt}} s + \omega_{\text{nt}}^2} \quad (6-66)$$

式中， ω_{nt} 是谐振频率； $\zeta_1 < \zeta_2$ （当 $\zeta_1 = 0$ 时，相当于滤波器不存在）。图 6-30 给出了由离散传递函数表示的陷波滤波器的博德图。当确定 ω_{nt} 与桨距角的关系时，可以使用一个增益调度技术或采用一系列式 (6-66) 形式的彼此固有频率非常接近的滤波器。这种情况下，陷波滤波器的博德图频率范围较大，以便于补偿谐振频率处的开环特性。

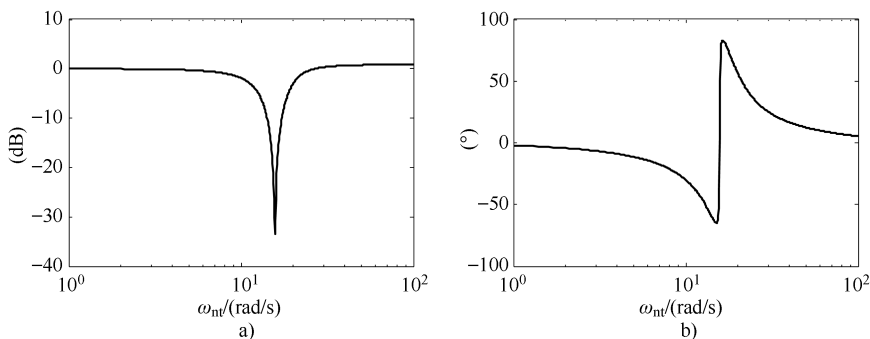


图 6-30 用于扭力变化控制的带阻滤波器的博德图

另一种系统性能的控制要求与外部因素相关，这些外部因素包括叶片通过频率的周期性变化、由旋转采样功率频谱频率为 $i\Omega_i/(2\pi)$ 处的功率集中所引起的干扰（见图 6-28）等。此处，系统的性能要求是指有功功率波动的最小化。假设在系统的干扰信号频谱特性中，最大离散频率与发电机转速相关，频域控制能够正常进行。Camblong 在 2002 年曾经设计出一个 R-S-T 控制器，它的频率特性是一个由湍流程度表示的敏感度函数。在没有湍流的频率处，敏感度的值最小。此控制问题也可以由一个经典谐振控制技术来实现 (Lenwari 等, 2006; Zmood 等, 2001)，与有功滤波控制设计相似。

风力机-塔杆系统的整体动态性能通常是由具有 6 个自由度的模型来描述的。因此，各个不同的动态特性（塔杆前后运动、叶片边缘运动、叶片振动等）之间的相互耦合决定了此模型的多峰特性（例如，传动链扭转运动与叶片边缘

运动紧密相关)。另一方面,当系统运行在变速状态时,系统是由叶片通过频率和旋转采样功率频谱 $N_b i \Omega_l / (2\pi)$ 的频率处的风速激励的。这些频谱包含了可以激发系统谐振模式的可变频率部分。

总之,为了确保兆瓦级 WECS 具有很好的控制效果,必须采用先进的控制策略。目前,在放弃还是采用一些简单的设计方案(例如,采用软起动器和电容器的恒速运行技术)方面仍然存在争议。然而,变速运行的优点还是很明显的,所以在 WECS 控制技术中克服以上提到的种种困难还是一个很大的挑战。

第 7 章 WECS 控制结构的实验研究设备系统

7.1 简介

在风能应用中使用物理仿真器的初衷非常简单，实验设备（或试验台）能够提供可控的风速，这一优点是现实中不存在的。一台风力机物理仿真器（WTPS）能够提供一个“类似于风力机的驱动轴”（Nichita, 2002），它能够得到风力机的静态和动态特性，进而得出该模型的数学表达式。

从发展进程来看，风力机物理仿真器属于下列类型中的一种，属于哪一种取决于建立仿真器所使用的方法：

- 基于控制直流电动机的 WTPS（Enslin 和 van Wyk, 1992; Nunes 等, 1993; Battaioto 等, 1996）；在这种仿真器中一般认为电变量（电流和电压）是机械变量（转矩和转速）的电反映。

- 一般结构的 WTPS，它可以通过任何种类的伺服电动机来实现；这种结构包含两个子系统（Nichita 等, 1994, 1998a; Nichita, 1995; Diop 等, 1999; Cutululis 等, 2002; Teodorescu 等, 2003）：第一个子系统为实时仿真器软件，它可以执行风力机的数学模型，并且包含一个风速发生器；第二个子系统为一个电磁跟踪子系统，它与第一个子系统互相作用，互相影响。

- 使用硬件在环体系可构建 WTPS（Nichita 等, 1998a; Steurer 等, 2004; Bouscayrol 等, 2005）。这种 WTPS 在目前是应用最广泛的，并且在下面的分析中都使用了它。

参考各种文献可以发现，在不同的发电结构中使用的小规模 WECS 仿真器的研究上存在两种不同类型的文献。第一种类型的文献着重研究实验设备的构造（Leithead 等, 1994; Nichita, 1995; Battaioto 等, 1996; Rodriguez-Amenedo 等, 1998; Diop 等, 1999a; Akhmatov 等, 2000; Cardenas 等, 2001; Rabelo 和 Hofmann, 2002; Teodorescu 等, 2003; Kojabadi 等, 2004; Steurer 等, 2004; Bouscayrol 等, 2005）。第二种类型的文献重点强调的是实验设备在 WECS 控制方案初步验证中所起的作用（Enslin 和 van Wyk, 1992; Cárdenas, 1996; Peña 等, 1996; Kana 等, 2001; Munteanu 等, 2005; El Mokadem 等, 2005; Camblong 等, 2006）。

7.2 WECS 的机电仿真器

在过去的几年中,现代工业控制系统的初步设计和实验都是基于硬件在环仿真(HILS)技术来进行的。一个硬件在环仿真器包含物理部分和软件部分,它们之间是闭环连接的,其目的是在可控的条件下对工业过程的动态特性进行重现。HILS 概念最初是在机械设备的开发和试验中提出来的(Hanselmann, 1993),后来在低成本和快速的样机中证明了它的有效性。

HIL 仿真器在控制方案初步验证中的应用是在一定条件下进行的,例如,当控制方案不允许在实际的设备中进行实地测试时,或实验会对整体操作带来风险时,或受控的设备并不可用且造价非常高时,等等。HILS 在很多需要研究和发展的应用中都可能非常有用,譬如空间飞行器、航空工业等。现在举例加以说明:在 Hanselmann (1996) 和 Kiffmeier (1996) 的著作中,有 HILS 在自动化工业中的应用,在此应用中使用的是 dSPACE 开发工具包中的 MATLAB/Simulink 软件。HILS 的另一个应用领域是电力系统,其中能量转换是当前中的一个研究热点,它非常适合应用这种仿真器。仿真器在风能系统中的扩展应用为本书中提供了一个讨论的平台。

由于软件开发和实时信息处理设备的快速发展,如今 HILS 系统的技术基础发展比它的概念提出阶段要快得多。下面将对 HIL 仿真器的系统设计过程做一些简介,并对它在 WECS 的物理仿真中进行应用。本章提出的方法是基于 Nichita 等(1998b)提出的概念、术语和方法论,并且 Diop (1999) 和 Nichita 等(2006)对它进行了应用。

7.2.1 硬件在环(HIL)系统的原理

现在考虑一个基本物理系统(BPS),在此系统中阐述了控制的一般问题。相关的数学模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = \mathbf{G}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \end{cases}$$

式中, $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{x}$ 和 $\mathbf{y}$ 分别为输入、状态和输出矢量; $\mathbf{F}$ 和 $\mathbf{G}$ 一般为非线性矢量函数。

要求 HIL 仿真器能够对 BPS 动态性能进行经济的和安全的再现,能够在试验条件下尽可能逼真地反映实际情况。

HILS 结构的一个基本思想是假定 BPS 能够分为两个相互联系的子系统,即分别为第一个子系统(例如,第一级原动机)和第二个子系统来承担控制作用。第一个子系统是这样的系统:其中,闭环实验非常昂贵,而确定性实验基本上是不可能的,因此这个子系统的性能必须被一个物理仿真器所代替,同时它被称为仿真物理系统(EPS)。第二个子系统存在于 BPS 中,即存在于 HIL 仿

真器中，它允许在真实情况下在实验室进行实验，它被称为研究物理系统 (IPS)。

EPS 与 IPS 之间有功率的传递，它们之间的联系是通过一组所谓的联系变量对 z_1 和 z_2 来体现的。假设在 EPS-IPS 的关系中只有一个“活动的”部分——例如，能够提供能量——即 EPS，同时 IPS 接收这部分能量。在这个假设的基础上，从 EPS 的角度看待它们之间的联系如图 7-1 所示。联系变量的物理特性一对一地取决于 BPS。 z_1 是发生变量，它的变化会初始化能量不平衡过程； z_2 是响应变量，由于 EPS 和 IPS 之间的耦合，对它们两个都起作用。它们的乘积通常是一个功率因子。

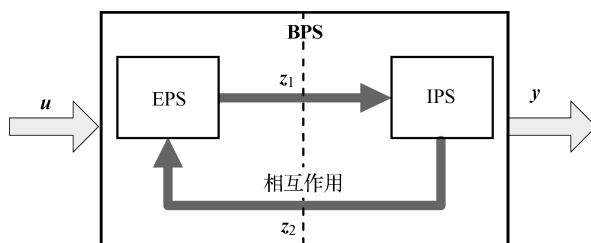


图 7-1 阐述研究物理系统 (IPS) 和仿真物理系统 (EPS) 内在关系的基本物理系统 (BPS) 结构

这样做的目的是用一个所谓的实时物理仿真器 (RTPS) 替换 EPS。IPS 仍然和 BPS 中的形式相同，这是因为对它的研究是 HIL 仿真器建构的主要目的之一。RTPS 必须能够提供 IPS 所需要的“自然”环境，同时必须体现 EPS 和 EPS-IPS 联系的模型，以使得到的 HIL 仿真器与 BPS 的动态特性相类似。

简而言之，RTPS 必须在物理结构上能够基于一个联系变量的测量和 EPS 的模型来得到另一个联系变量。这可以通过 RTPS 输出处的跟踪环实现，此跟踪环叫做效应器 (EFT)。受控变量叫做驱动变量，另一个叫做响应变量。EFT 是由实时软件仿真器 (RTSS) 构建的，在其中固化了 EPS 的一个模型，故可以进一步称为 EPSM。图 7-2 给出了联系变量为标量时的 RTPS 的简化模型。

当选择驱动变量和响应变量时，可能会发生下列两种情况：

情况一：选择的驱动变量是 BPS 的输出/状态 (z_2)；因此 RTSS 中使用的模型的效应变量是有严格因果关系的，它是由 EPS 模型中直接得到的。

情况二：驱动变量选择一个发生变量 (z_1)；这样，RTSS 中使用的模型便为非因果关系的，它是由响应变量 z_2 的测量驱动的。

每一种情况都有它固有的缺点。在第一种情况中，EFT 动态过程相当缓慢，第二种情况非常难得到，因为暂态微分必须经过计算得到，这会增加测量噪声。

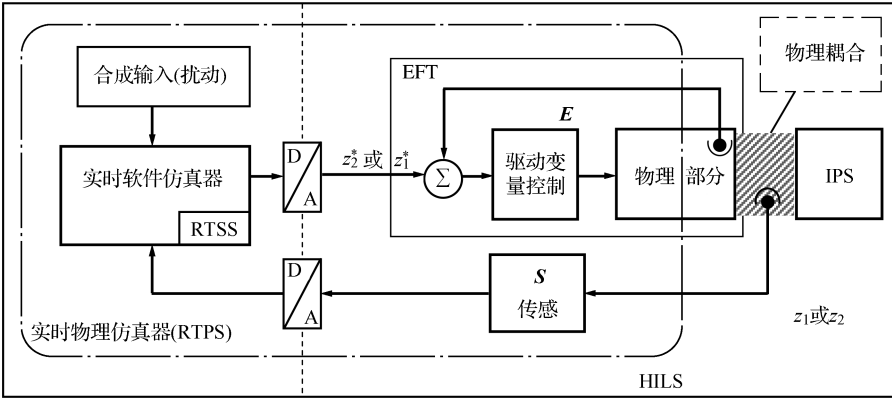


图 7-2 实时物理仿真器 (RTPS) 的通用结构

这种方法存在一些问题。首先，IPS 通常会“积极地”在 BPS 中感应出电势能的变化。它对 RTPS 的影响将在后面阐述。第二，从图 7-2 中可以看到，响应变量受传感器动态变化（用矢量场 S 表示）的影响，同时驱动变量受效应器动态过程（由矢量场 E 表示）的影响。因此，这些变量瞬时值会有轻微的修正，影响了 HILS 对 BPS 的仿真精度。

如果满足一些条件，即基本再现条件，则 RTPS 就可以成功地代替 EPS：

- RTSS 的运算速度必须比 EPS 的动态过程快得多（实时条件）；
- EFT 的动态过程必须比 EPS 的动态过程快（跟踪环足够快）；
- 传感器的通频带宽必须足够宽。

7.2.2 设计 HIL 系统的具体过程

本节的目的是提供一个设计 HIL 结构的操作步骤来对上述讨论做出一个小结。现在假设联系变量是标量，一般的设计方法包括以下几步：

(1) 根据要求的控制目标设计基本物理系统 (BPS) 的模型结构。

在本步骤中，必须通过 BPS 的 subsystem 和它的输入、状态、输出变量来推导出 BPS 的数学模型表达式。

(2) 界定 BPS 结构图中的 IPS 和 EPS 部分，并且选择联系变量。

本步骤必须遵从 HIL 结构的要求，要考虑到由 BPS 中得到的研究物理系统 (IPS)。由于必须在实验条件下对实际环境进行“模仿”，故在此系统中会呈现出开始运行点。IPS 从 BPS 中得出，并进一步可得出 EPS，两个关联的 subsystem 可完全决定相关量的选择。

(3) RTPS 的构架。

在本步骤中需要进行两步操作：建立与 IPS 直接耦合的 EFT 物理部分；选择驱动变量和响应变量。

(4) 建立 EPS (EPSM) 的具体模型, 此模型将在 RTSS 中运行。

本步骤的建立需要根据选定的驱动变量和 RTSS 的实现过程来进行。如果定义驱动变量为输出变量, 则 EPSM 就可以以直接的方式来实现; 若驱动变量为发生变量, 则采用间接的方式实现。

(5) RTSS 的具体实现。

本步骤是通过应用步骤 (4) 中的 EPSM 来实现的。假如此模型描述了一个快速的动态过程并且为非因果关系的, 则不能同时实现 RTSS 的实时运行和它的抗干扰能力。

(6) RTPS 的物理部分 (EFT) 中包含的跟踪系统的设计。

在跟踪环控制规则设计时的主要难题是过程的非线性和动态参数的快速变化性。因此, 在设计时必须保证 EFT 的置位时间比 EPS 的置位时间短得多。

(7) IPS 的建构, 此步仅仅依赖于仿真条件。

7.2.3 WECS 物理仿真器的构建

针对 WECS 建立 HIL 仿真器时有多种方法。通常, 假定 IPS 和 EPS 是在高速转轴上耦合的; 因此, RTPS 物理部分通常是基于旋转电机 (伺服电动机) 来设计的。尽管交流电机也可以有相似的性能 (Steurer 等, 2004; El Mokadem 等, 2005; Munteanu, 2006), 但通常使用的是直流电机 (Nunes 等, 1993; Battaioto 等, 1996)。取决于 BPS 机电系统的 IPS 通常是基于同步电机或感应电机来设计的, 假如运行在变速条件下时, 它还可能包括电力电子变流器和控制系统等。

此处, 联系变量是转速 $\Omega_h \equiv z_2$ 和高速轴的机械“效应”转矩 $\Gamma_{ef} \equiv z_1$, 则 RTPS 的输出为高速轴 (HSS) 的动态特性曲线。这就意味着 RTSS 内的运算部分将会执行空气动力学和传动链的模型。运算部分内还包括由风速驱动的风力机模型, 其中风速序列是随机的, 风速的参数是在一个给定的风速测量点由统计规律得到的。在测试 WECS 性能时, 还可以使用确定的风速测试信号。EFT 的作用是将 RTSS 的输出部分转化为实际的机械变量。

RTPS 的结构设计可以是针对速度控制设备的 (选择效应变量作为驱动变量), 如图 7-3 所示; 也可以是针对转矩控制设备的 (用发生变量驱动 EFT), 如图 7-4 所示。

图 7-3 和图 7-4 给出了两种仿真器的一般结构, 其中 RTSS 是以最简模式表示出来的, 并且给出了表示 EFT 的机电跟踪环的一般结构。RTSS 运算部分可能会包含一个非常具体的 EPS 模型, 例如变桨距空气动力学模型、三点支撑结构质量传递模型 (柔性传动链)、结构动态模型等。

RTSS 通常包含有数字信号处理器, 它通过一系列的 I/O 口来控制 RTPS 的物理部分, 并且它有足够高的电源能量来执行 EPSM 的实时运行。它的输出信

号为机电跟踪环提供信息，例如，在情况一（转速控制仿真器）中提供转速，在情况二（转矩控制仿真器）中提供 HSS 转矩。

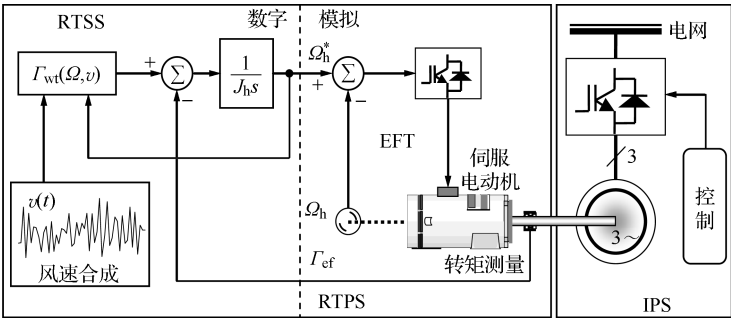


图 7-3 速度控制机电 HIL 仿真器框图

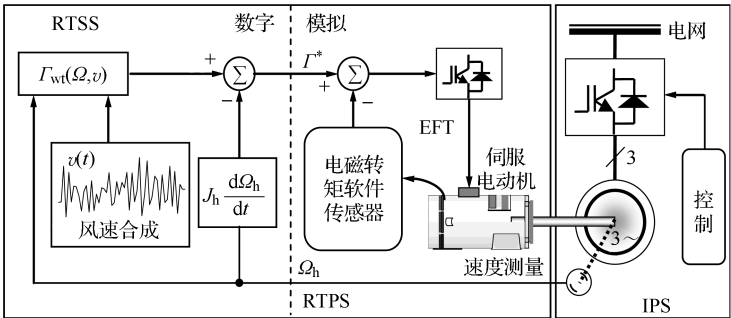


图 7-4 转矩控制机电 HIL 仿真器框图

转速控制的 RTPS 使用高动态性能电机（例如，电时间常数和机械时间常数相当）来减少 EFT 的响应时间，并且必须使用机械转矩 (Γ_{ef}) 传感器或估计器。另一类 RTPS 是由转矩控制的，必须使用电动机来提供精确的电磁转矩值。其中，有效的机械转矩是通过减去动态（加速度）转矩来传递到 IPS 上的。因此，必须在 EPSM 中使用一个 HSS 运动方程的逆向模型，并且还必须计算转速 (Ω_h) 的梯度。为了限制感应噪声，需对 Ω_h 进行滤波，特别是当速度传感器使用光学编码器代替时。这无形中就会减少 EFT 的带宽，也就意味着 HILS 的模仿精度会降低。

由于 IPS 与 EPS/RTPS 相互影响，会产生额外的困难。这种特性会改变 BPS 的稳态运行点位置，EFT 内的控制环也会改变它的动态特性。这就意味着需在机电跟踪环中使用自适应控制结构（例如，增益模式），以使跟踪误差限制在一定的范围内。

7.2.4 WECS HIL 仿真器的误差估计

机电风力机仿真器在控制子系统设计或电网接口技术的应用研究上都是一

个非常有用的实验工具。在实际应用在实时实验之前,必须进行仿真器性能的计算和仿真误差的分析(Diop 等,2000)。例如,图 7-5 就给出了物理系统的实时和仿真性能误差(Nichita,1996)。

模型越简化,模型的误差就会越大。一个理想的物理仿真器仅仅执行所用模型的动态性能。因此,物理系统的建模是非常重要的,因为它必须符合基于 HIL 的实验研究的要求。现在考虑仿真误差,假如实时计算系统构建是合理的,那么仿真误差是可以忽略不计的。与上述两个误差不同,跟踪误差是由基于驱动变量选择的实际操作产生的。下面在风力机的线性化模型(见 3.6 节)中,在频域内对 WECS 的 HIL 仿真器的跟踪误差进行分析。

高速轴运动方程为

$$J_h \frac{d\Omega_h}{dt} = \Gamma_t(\Omega_h, v) - \Gamma_l(\Omega_h, c) \quad (7-1)$$

式中, Γ_l 是负荷转矩,它的值是由控制变量 c 决定的; Γ_t 是风力机送入 HSS 中的转矩值(它与空气动力学特性和传动链动态特性相关)。此模型在稳态工作点附近线性化(见图 3-24)。

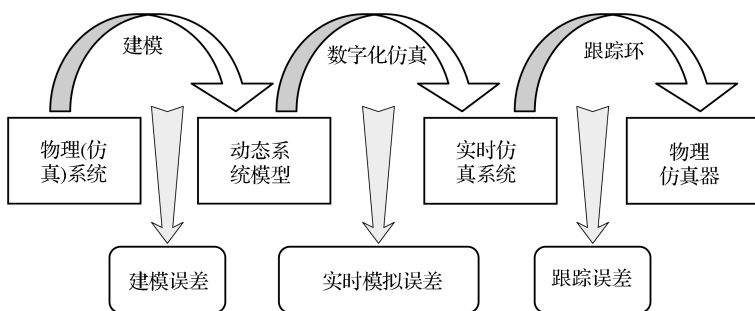


图 7-5 实时物理仿真系统的自然误差

为了合适地对模型进行描述,使用了下面的符号,斜率为

$$K_{\Gamma t} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_t}{\partial \Omega_h}, K_{\Gamma v} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_t}{\partial v} \quad (7-2)$$

传递函数描述了控制变量和转速 Ω_h 分别对负荷转矩的影响:

$$H_c(s) = \frac{\Delta \Gamma_l(s)}{\Delta c(s)}, H_l(s) = \frac{\Delta \Gamma_l(s)}{\Delta \Omega_h(s)} \quad (7-3)$$

风力机-发电机(负荷)耦合的一般线性化模型结构如图 7-6a 所示。

在静态负荷特性情况下,式(7-3)中的动态特性可以归结为纯代数表达式:

$$H_c(s) = K_{lc} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_l}{\partial c}, H_l(s) = K_{ln} = \frac{\partial \bar{\Gamma}_l}{\partial \Omega_h} \quad (7-4)$$

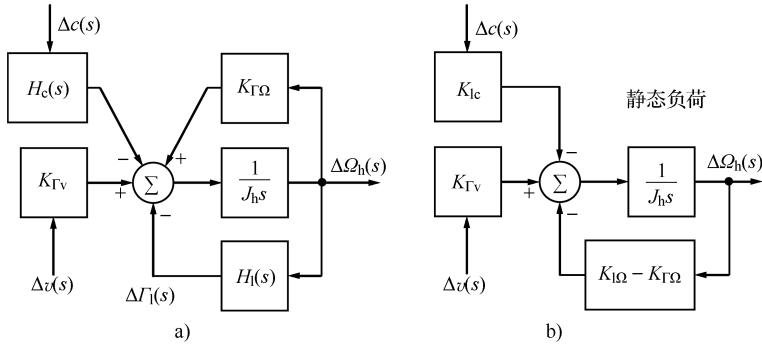


图 7-6 WECS 的线性化模型

a) 一般情况 b) 静态负荷

相应的线性化模型如图 7-6b 所示。此处，关注的是从风速到转速的传递，即 $\Delta v \rightarrow \Delta \Omega_h$ ，因此 $\Delta c \equiv 0$ 。此传递可以由下述关系式来表示：

$$H_{ws}(s) = \frac{\Delta \Omega_h(s)}{\Delta v(s)} = \frac{K_t}{T_t s + 1} \quad (7-5)$$

式中， $K_t = K_{\Gamma v} / (K_{l\Omega} - K_{\Gamma\Omega})$ ， $T_t = J_h / (K_{l\Omega} - K_{\Gamma\Omega})$ 。如果考虑负荷动态特性相对于转速的关系，那么可以得到一个更加一般化的表达式，即

$$H_{ws}(s) = \frac{K_{\Gamma v}}{J_h s + H_l(s) - K_{\Gamma\Omega}} \quad (7-6)$$

由此，可以得到 WECS 线性化模型的传递函数。下面将推导出转速控制和转矩控制下的 HIL 仿真器的线性化数学模型 $H^\Omega(s)$ 和 $H^\Gamma(s)$ 。建立模型的目的是通过频域内的误差分析来对仿真器模型 $H^{\Omega,\Gamma}(s)$ 与式 (7-6) 所示的模型进行比较。机电仿真器的线性化仿真器模型是由图 7-3 和图 7-4 得到的，如图 7-7a、b 所示。

在转速控制条件下，EFT 的参考值是图 7-6a 中模型的输出（考虑到 Δc 置零的影响），在转矩控制条件下，参考值是由有效机械转矩给出的：

$$\Gamma_{ef} = \Gamma_t - J_h \frac{d\Omega_h}{dt} \quad (7-7)$$

考虑到实际中机电跟踪（EFT）系统并不是理想化的，它的输出与相应的参考值并不是同一个值，标记它们之间的差值为 $\Delta \hat{\cdot}$ （见图 7-7）。EFT 的传递函数标记为 $H_0^\Omega(s)$ 和 $H_0^\Gamma(s)$ ；通常，它们的表达式并不是单位值，它们的主时间常数随着伺服电动机的特征而不同。

经过计算，可以得到转速控制的仿真器的传递函数为

$$H^\Omega(s) = \frac{\Delta \hat{\Omega}_h(s)}{\Delta v(s)} = K_{\Gamma v} \frac{H_0^\Omega(s)}{J_h s + H_0^\Omega(s) H_l(s) - K_{\Gamma\Omega}} \quad (7-8)$$

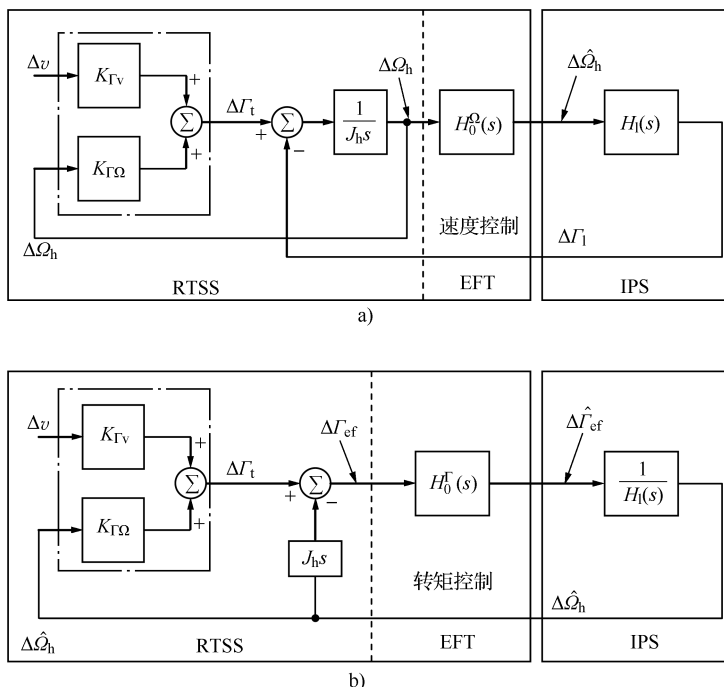


图 7-7 机电系统线性化仿真器模型

a) 速度控制 b) 转矩控制

相似地，可以得到转矩控制的仿真器的传递函数为

$$H^\Gamma(s) = \frac{\hat{\Delta \Gamma}_{ef}(s)}{\Delta v(s)} = K_{\Gamma v} \frac{H_0^\Gamma(s)}{H_1(s) + H_0^\Gamma(s)(J_h s - K_{\Gamma \Omega})} \quad (7-9)$$

如果选择的 EFT 的动态过程比 WECS 的动态过程要快很多，那么可以认为它的传递函数为单位值，即 $H_0^\Omega(s) = H_0^\Gamma(s) = 1$ ，在转速控制和转矩控制时仿真器的传递函数都与式 (7-6) 中的相同；因此

$$H^\Omega(s) = H^\Gamma(s) = H_{ws}(s) \quad (7-10)$$

选择 EFT 时，若它的动态过程与 WECS 的主动态过程非常接近，则非常不明智，这会导致很大的仿真误差，甚至引起 HIL 仿真器性能的不稳定。图 7-8a 给出了线性 WECS 幅值特性和 HILS 的幅值特性的正确的相对位置。HIL 仿真器能够仿真 WECS 的频率变化范围为 $[0, \omega_{EFT}]$ (Diop 等, 2000)。仿真误差可以由相同的风速模型下 WECS 和 HIL 仿真器的转速之差来表示。因此，误差可以在频域内由下式表示：

$$H_\epsilon(s) = H_{ws}(s) - H^{\Omega, \Gamma}(s) \quad (7-11)$$

进一步的计算是专门针对负荷和 EFT 的特殊传递函数得出的结果。通常，

随着 EFT 的带宽增加, 误差 $|H_e(j\omega)|$ 也会增大 (见图 7-8b)。但是当频率非常大时, 误差将会持续减小, 这是由系统的 $H_e(s)$ 严格的因果自然特性决定的 (Diop 等, 2000)。在转速控制时, 随着频率的增加, 误差的增大速度比转矩控制情况下的要快。但是使用高动态性能的伺服电动机能够减少这种误差, 由此可以得到相似的动态性能。

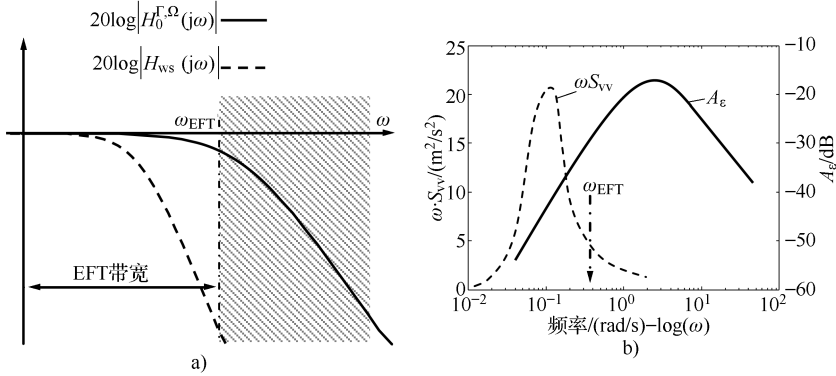


图 7-8 仿真精度评价
a) EFT 带宽 b) 模型误差的频率特性

一种最小化仿真动态误差的方法是在一个很大的时间范围内引进一个积分判别准则。这样, 能够将功率频谱 $S_{ee}(\omega)$ 误差最小化。由于主要的外部因素为风速, 故它的功率频谱 $S_{vv}(\omega)$ 会极大地影响误差大小。图 7-8b 给出了此频谱与误差频率特性曲线的相对位置。在选择 EFT 的带宽时, 必须保证风速频谱与 WECS 的通频带都包含在内, 以确保误差 $A_e(\omega_{EFT})$ 的值足够小。因此, 在 $S_{ee}(\omega)$ 的计算中, 误差 $|\epsilon(j\omega)|$ 必须通过风速功率频谱来表示:

$$S_{ee}(\omega) = |H_{ws}(j\omega) - H^{\Omega, \Gamma}(s)| \cdot S_{vv}(\omega) \quad (7-12)$$

WECS 的优化物理仿真器必须能够保证在实际操作中最小化跟踪误差, 这可以通过最小化下列积分判别准则来实现 (Diop 等, 2000):

$$I = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} |H_{ws}(j\omega) - H^{\Omega, \Gamma}(s)| S_{vv}(\omega) d\omega \quad (7-13)$$

7.3 案例研究 (12): 基于 DFIG 的 WECS 的 HIL 仿真器的构建

为特殊的发电结构设计一套实验测试硬件设备是一个很实际的问题。本案例研究中所使用的 WECS 的主要参数见附录 A 和表 A-5, 如图 3-1b 的框图所

示, 它的发电子系统包含一个双馈感应发电机 (DFIG), 风轮是定桨距的。本案例中, 风力机的变速运行可以在转子电路中使用背靠背电力电子变流器 (PWM) 来实现 (Lubosny, 2003)。同时, 使用一个刚性单比率增速器作为机械传动装置。

在向电网传递变换功率时使用了两种控制系统: 感应发电机的转矩/转速控制和馈入电网的电参数控制。另外还需要考虑对整体 WECS 进行更高水平的控制。

从 HILS 方法论的观点来看, 上面描述的系统即为 BPS, 从风能中得到最大化的捕获能量就是控制目标。

7.3.1 对 WECS 仿真器的要求

在选定的 WECS 中必须使用一个 1:1 (相同功率) 的仿真器, 以对实际情况进行再现。当风场的条件和天气变化时, 或运行在不同的状态下时, 或控制输入不同时, 此仿真器必须能够对同一 WECS 系列的不同风力机性能进行再现。

由于仿真器的物理系统是固定的, 故仿真器必须能够灵活设置, 以便于对各种不同的风力机进行仿真。风力机的参数和风场的参数也必须能够改变, 以获得一个灵活的实验设备。由于构建仿真器的最终的目的是在变速运行条件下测试各种控制方案, 所以它必须拥有一个友好用户界面来对控制方案、操作参数的实验结果进行修改。另外, WECS 仿真器不能受天气条件的影响, 以便于能够容易地对所测风场的自然条件的模拟进行修改。

7.2.2 节中所列出的设计步骤将会在后面提到, 这样就可以得到一个 HIL 仿真器来对变速 WECS 要求的条件进行处理。

7.3.2 实时物理仿真器 (RTPS) 的构建

本节的主要目的是为拥有前述特性的变速 WECS 设计一个物理仿真器, 并对其主要设计步骤进行阐述。

BPS 的建模和联系变量的定义

从 HILS 的角度来看, 图 3-1b 所示的 BPS 模型建立步骤如下:

由于能量变换过程是通过发电机控制的, 故 IPS 包含 WECS 的电部分, 即电磁子系统, 它和初始系统中的形式是一样的。

所使用的合成风速是预计的, 因此在仿真器中包含一个风速产生器的模型。出于灵活性和经济性的考虑, 在 RTPS 中还必须对空气动力部分和传动部分的性能进行模拟。因此, EPS 和 IPS 是在高速轴部分进行耦合的, 联系变量是具有机械特性的变量, 即对应于高速轴的机械转矩和转速。

BPS 的建模过程可以参照第 3 章, 其中 WECS 的组成部分根据本案例进行具体构建。

风速产生器可以输出标准的波信号 (例如, 斜线型或直角型), 还可以仿真出跟实际的风速测量点相似的随机风速序列和随机参数。在后一种情况中, 我

们使用的是一个非静态的风速产生器（见图 3-6）。应用式（3-12）中的方程，可以得到风速湍流模型的冯卡门频谱模型，其风速强度是由 IEC 标准计算得到的。低频风速部分由时间序列发生器提供。

对于空气动力子系统，一般采用风轮的空气动力性能；风力机的风轮提供风（空气动力）转矩。由于风轮是定桨距的，故它的建模应该按照式（3-24）和式（3-25）进行。

对于刚性传动链子系统，采用由高速轴运动方程 [式（3-64）和式（3-66）] 表示的单质量模型。

所有上述部分都是存在于 EPS 中的，并且都应该在 RTPS 中进行仿真。下面所要描述的部分都是包含在 IPS 中的，并且在 HILS 中都以原型出现，故它们的模型对于仿真器的构建过程不是至关重要的。

发电机模型可以由式（3-31）、式（3-34）和式（3-35）得到，并且发电机侧逆变器假定为没有动态变化。网侧逆变器的性能由式（3-71）表示。控制输入都是根据需要设置的，即针对发电机的变速运行和网侧逆变器的运行来进行设置。

RTPS 物理部分的构建和 EPSM 的确定

驱动变量和响应变量的选择会影响测试设备的硬件部分和软件部分。因此，在构建仿真器之前必须明确地对驱动变量进行定义。在本案例中，驱动变量为一个发生变量，即高速轴的机械转矩。相应地，响应变量为高速轴转速 Ω_h （由编码器测量得到）；因此，EFT 是转矩控制环。

相关的结构框图如图 7-4 所示。EFT 的物理部分是通过转矩控制的永磁直流电动机（其参数见附录 C）来实现的，它通过一个减速齿轮与 IPS 中的 DFIG 轴实现刚性耦合。此电动机必须能够仿真出风力发电系统中高速轴的机械特性。

当选择发生变量作为驱动变量时，得到的 EPSM（通过 RTSS 执行）是非因果关系的。将式（7-7）中的因子用代数式代替，则 EFT 内的跟踪环所对应的方程就变为

$$\Gamma_{ef}^* = \frac{\eta \Gamma_{wt}}{i} - \left(\frac{J_{wt} \eta}{i^2} - J_{DCM} \right) \dot{\Omega}_h \quad (7-14)$$

式中， η 和 i 分别是传动链效率和传动比； J_{DCM} 是直流电动机（DCM）的转动惯量； Γ_{wt} 由 EPS 的空气动力特性得到。

在一般情况下，仿真器模型为 $1:n$ 的模型， $n = P_n/P_s$ ， P_n 是实际系统的额定功率， P_s 是仿真器的额定功率。由运动方程得到的仿真器转动惯量为

$$J_s = \frac{J}{n} \left(\frac{\Omega_n}{\Omega_s} \right)^2 \quad (7-15)$$

式中， J 、 Ω_n 和 Ω_s 分别是系统转动惯量、系统额定转速和仿真器的额定转速。因此，在构建一个规模成比例缩小的仿真器时，物理系统的转动惯量必须根据

式 (7-15) 所示的因子进行修正, 以得到正确的动态转矩。

RTSS 的构建和效应器内跟踪系统的设计

RTSS (RTPS 的软件部分) 的作用是计算驱动变量的施加值, 并作为参考值馈送给 EFT。风速模型、EPS 的空气动力特性和式 (7-14) 构成了 EPSM 的全部信息。附录 C 的图表简单地给出了 RTPS 硬件和软件部分的特性。

RTSS 属于 DS1005 模块 (dSPACE 2003) PowerPC750 浮点数字信号处理器 (DSP) 运行软件应用的一个部分。此方案的另外一个部分是实施 IPS 部分的 PWM 控制算法, 这将在 7.3.3 节进行阐述。DS1005 的程序有两个任务 (见图 C-5a):

- 主要 (中断) 任务, 它的优先级最高, 负责实时运行, 与 RTSS 相关: 由传感器中读入输入值, 运行 EPSM, 提供 EFT 的输出参考值;
- 后台任务, 它利用一个用户界面不断更新 DSP 内存, 以修改变量值。

这两个任务的仿真结构图是由 MATLAB/Simulink 建立的, 并且由实时界面工具箱 (DS1005 处理器的 dSPACE RTI) 来执行。物理部分和软件部分的双向信息交换是由 DSP 的数据交换界面来进行的。用户监控界面通过一个 ControlDesk 板 (桌面控制面板) 来实现, 用于监控变量的值。

使用直流电机可以提供物理驱动变量 Γ_{cl}^* 的值; 基于与感应电流成比例 (Leonhard, 2001), 可以采用一个电流跟踪环。电流跟踪环是由一个电流传感器、一个数值 PI 调节器和一个执行器构成的。其中, 数值 PI 调节器由一个 TMS320F240 定点数字信号处理器来支撑, 执行器由一个 PWM IGBT 斩波器 (四象限) 与一个二极管整流器连接而成 (见图 C-5b)。

RTPS 运行的实验结果

本部分将会给出在不同条件下效应器的性能。

在图 7-9a 中可以看到, 当直流电机的阶跃电流覆盖整个区域时, EFT 中电流环的阶跃响应。响应的上升时间非常短暂, 大约为 4ms, 这与预期结果是一样的。由于 EPS 的时间常数一般都很大 (在小功率风力机中可以达到 0.1s), 转矩跟踪环的跟踪速度会很高, 这就能实现了基本再现条件中的第二个要求 (见 7.2.1 节)。

利用 IEC 标准中的冯卡门频谱模型对随机风速进行仿真, 平均风速为 7m/s, 中等湍流强度 $I=0.17$ 。此风速模型下风力机风轮的动态性能如图 7-9b 所示。

由图 7-9b 的上半部分可以看到, 由于 IPS 的作用, 低速轴的转速基本上是保持不变的。感应发电机的转速在超同步运行状态下不断变化, 由于有足够高的滑动而呈现变化特性。

对应于高速轴机械转矩的电流变化过程如图 7-9b 的下半部分所示。可以看到, 对高速轴转矩 (电流) 参考值的追踪性能相当好, 这是使用了计算机合成

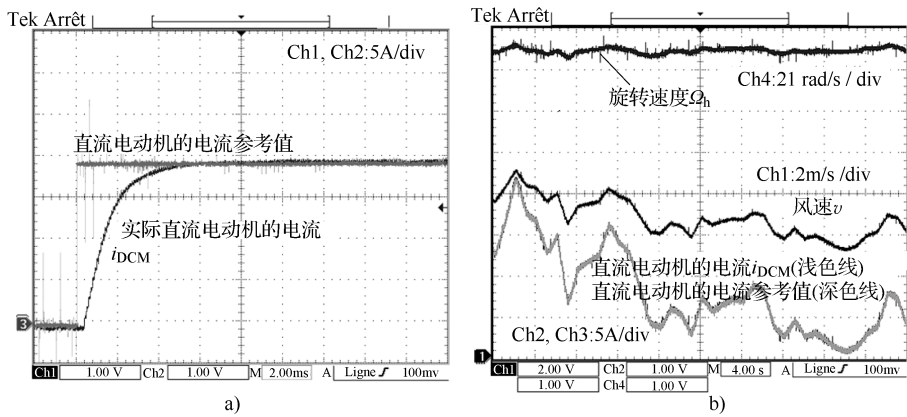


图 7-9 在 HIL 仿真器中 RTPS 操作的示波器图像

的风速模型和测量转速、EPSM 综合所得到的结果。

7.3.3 研究物理系统 (IPS) 的构建和发电机控制

HIL 仿真器中的 IPS 与 WECS 中的是相同的。此处，对它的构建是为了使控制环能够实现 DFIG 发出的电能向电网的传输。由于传输过程分为两个阶段，故相应地应该采用两个控制子系统，一个控制发电机，另一个控制直流母线电能向电网的传送。每一个结构都是在相应的电压型 (PWM) 变流器基础上工作的 (见图 3-1b)。同时在构建时还使用了很多传感器 (编码器、电流和电压感应装置) 来从 EMS 中采集信号。这些信号都馈入软件环境中，以实现 WECS 的控制。在构建中还采用了与 RTSS 中相同的 DS1005 模块来处理这些任务，并且在相同的 MATLAB/Simulink 框图中实施。

风力机的控制

刚性耦合传动链的 WECS 的变速运行可以通过控制高速轴的转速或转矩实现。为了使传动链得到更平稳的特性和减轻机械疲劳强度，在 DFIG 中采用了矢量控制技术。在一些假设条件下，在绕线转子感应电机中采用定子侧的 (d, q) 轴模型就可以实现矢量控制 (Bose, 2001)。此控制结构是基于电磁转矩 (运动控制) 和转子磁通 (磁通方向与 d 轴对齐) 分别控制的 (Lubosny, 2003; Cárdenas 和 Peña, 2004)。为了得到此目的，使用了 PID 控制器，例如，采用 4.7.1 节中所示的处理过程 (Åström 和 Hägglund, 1995)。

速度控制环加上一个由第三个 PID 控制器控制的输出环，它是基于对称优化准则来设计的 (Bose, 2001; Leonhard, 2001)。

图 7-10 (ControlDesk/MATLAB 捕获的) 给出了当风速为恒定值 7m/s、电磁转矩发生阶跃突变时，转矩控制 WECS 在 20s 的时间窗口内的性能。可以看到，DFIG 有一个瞬时的 (毫秒级) 的转矩响应，如图 7-10a 所示。相应的转

速（高速轴）变化过程如图 7-10b 所示。

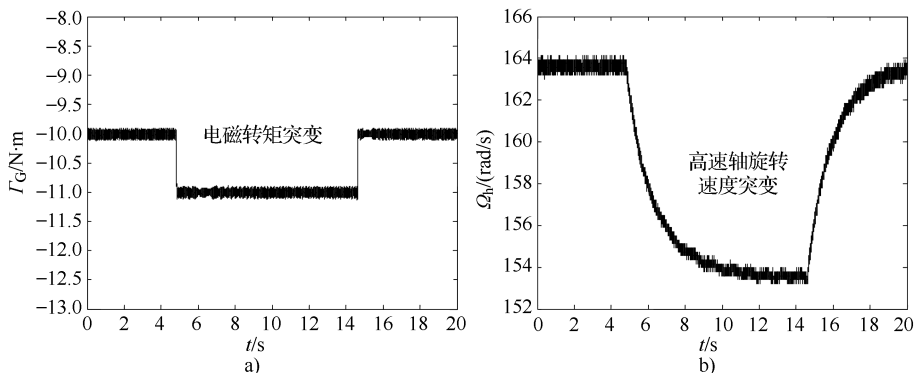


图 7-10 在 HIL 仿真器中 WECS 的转矩控制 ($v=7\text{m/s}$)

系统（转速）的动态响应非常缓慢，这是因为风力机惯量和负荷特性曲线在 (Ω_h, Γ_G) 平面内有斜率为零的部分。但是，如果发电机的机械特性曲线有更大的斜率，那么系统的动态性能将会更高。其中还可以看到有编码器引起的噪声。这就要求必须进行低通滤波，以便于再计算 Ω_h 的微分时能够得到更稳定的数据。

在图 7-11 中可以看到在恒定风速 8m/s 下，当转速发生阶跃变化时 WECS 的响应。图 7-11a 给出了对相对于参考值的上升沿和下降沿进行跟踪时系统的不同性能，这种不同的性能主要是受转矩限制影响的。在图 7-11b 中可以看到 i_{2q} （转子电流，与电磁转矩成正比）的变化过程。电流 i_{2d} 为零，故转子磁通的值恒定值，此值取决于 i_{1d} 。

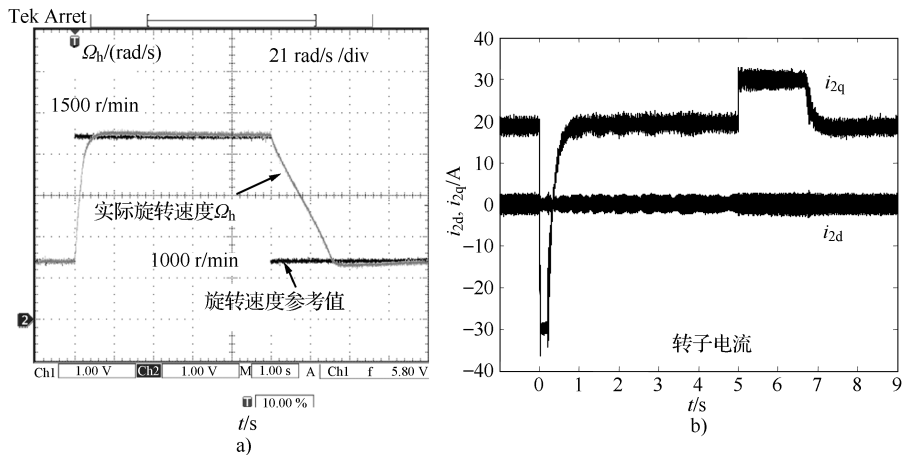


图 7-11 在 HIL 仿真器中 WECS 的速度控制

a) 旋转速度阶跃响应 b) 相应的转子电流

从图 7-11 中还可以看出 DFIG 可以运行在电动机状态，这对于在风速不足够高的情况下起动风力发电机是很有帮助的。总之，RTPS 的输出功率的一部分在 DFIG 的转子上被转化了，进而进入直流母线中（见图 3-1b）。

发电机转子侧功率向电网的转换

DFIG 转子侧功率向电网传送的第二个阶段是通过另一个变流器（网侧）作为连接口实现的，如图 3-1b 所示。它的实际过程是将三相电流馈入电网，同时保持直流母线电压值恒定在 V_{bus} 。控制结构是由三相电力系统的（d, q）模型和直流母线的模型综合得到的，它包含一个输出电压控制环，以及分别控制 q 轴和 d 轴电流的两个电流控制环（Pena, 1996; Pöller, 2003）。

这些控制环采用了防结束 PI 控制器，在其中使用了模数优化准则。内环在（d, q）模式下输出电网电压的参考值，进而转化为三相系统的形式并且应用在变流器中。在控制中使用了锁相环，以使转子电压与电网电压的相角保持同步（Kaura 和 Blasko, 1997; Rabelo 和 Hofmann, 2002）。电压控制器的参考值保持在 350V，它的输出馈入 i_q 电流控制环。 i_d 的参考值为零，这是因为反映功率控制在此处不是研究的重点。

在图 7-12a 中，可以看到捕获功率的变化过程。在风速平均值为 7m/s，中等湍流强度 $I=0.17$ 时（利用 IEC 标准中的冯卡门频谱模型得到），可以捕获最大功率 $P_{w1_{max}}$ 。图 7-12 中还给出了馈入电网的功率 P_{grid} 的变化过程，可以看到总效率约为 40%。图 7-12b 给出了在相同的风速条件下，直流母线电压的控制结果和直流母线电流 i_{bus} 的变化过程。其中直流母线电流是送入网侧变流器的一个变量。

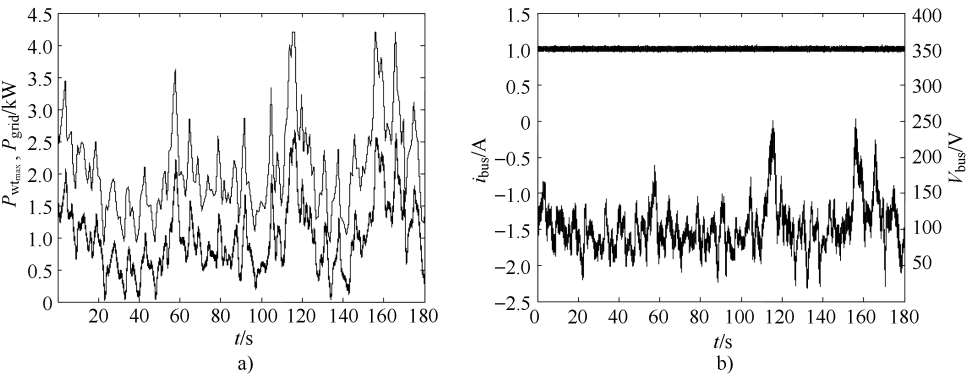


图 7-12 HIL 仿真器中网侧变流器的控制
a) 风功率和传送到电网的功率 b) 直流母线电流和电压

7.3.4 WECS 整体运行模拟

作为所提出的方法的结论，根据 HILS 方法论设计的 WECS 实时仿真器的

整体功能图可以参见图 C-6。它的实物图可以参见图 C-7。我们可以看到图 3-1b 所示的转换链完全被 HILS 系统结构所代替。

恒速运行状态下的仿真

图 7-13 给出了在随机风速序列（见图 7-13a）条件下 WECS 恒速运行的仿真结果。可以看到叶尖速度 λ （见图 7-13b）、发电机转矩 T_G （见图 7-13c）、功率系数 C_p （见图 7-13e）和送入电网的电功率 P_{grid} （见图 7-13f）的非最优化变化过程。其中，由功率系数的变化过程可以知道空气动力效率与最优值之间偏差很大。

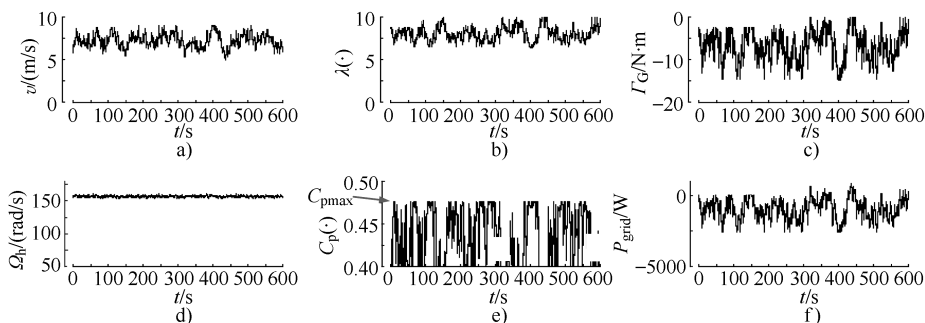


图 7-13 HIL 仿真的全局定速运行结果（ControlDesk 捕获的）

变速运行状态下的仿真

图 7-14 给出了 WECS 运行在变速状态下的仿真结果。在这种情况下，IPS 是转矩控制的（见图 7-14c），以便于能量最优化（见图 7-14b）、得到最大功率

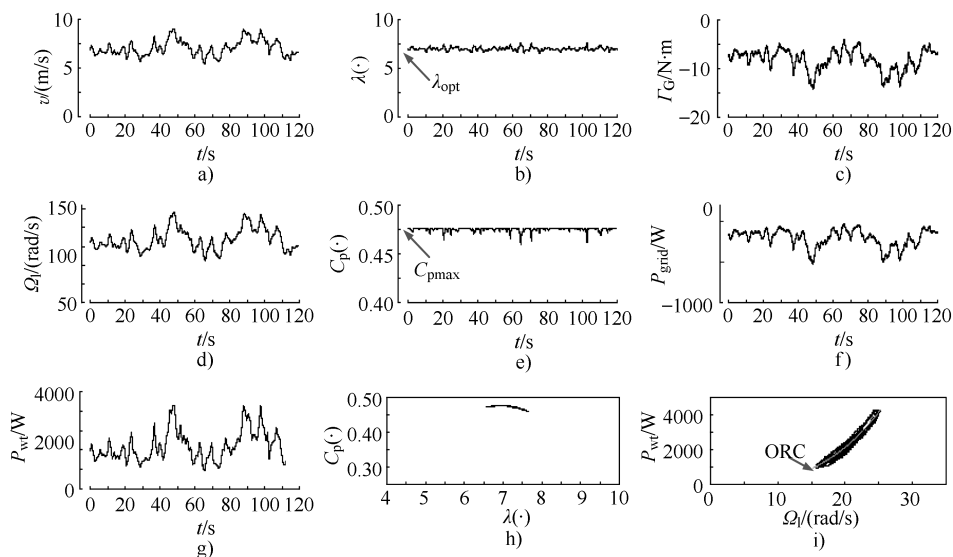


图 7-14 HIL 仿真的全局变速运行结果

系数（见图 7-14e、h）和在 ORC 附近得到最大风能捕获（见图 7-14i）。此处的随机风速模型（见图 7-14a）与图 7-13a 中的频谱特性是相同的。高速轴转速在一个很大的范围内进行变化（见图 7-14d）。

从图中还可以看到从风能流中获得的功率大小（见图 7-14g）和馈入电网的电功率 P_{grid} （见图 7-14f）；这两者之间的不同是由于系统的非单位值整体效率造成的。

在恒速情况下，叶尖速度比与最优值 λ_{opt} 之间的偏离程度比变速情况下的更大（见图 7-13b 和图 7-14b）。在功率系数中有同样的结论（见图 7-13e 和图 7-14e）。正如 5.5 节所述，IPS 是被控制在滑面之上的。

7.4 小结

本章中讨论的主要内容为仿真器的构建方法和 WECS 的实时物理仿真。仿真器的结构是基于 HILS 规则进行构建的，它由互相连接的硬件和软件构成，目的是在实验条件下对工业过程的动态性能进行再现。物理部分的作用是更好地对实际现象进行再现，在仿真器中减少信息处理时间。HILS 结构包括一个实时物理仿真器（RTPS）和一个研究物理子系统（IPS），这两者之间是互相联系的。它们之间的联系是靠仿真器的软件部分来实现的，其中包含一个物理子系统的仿真模型。

由于它可以对风速进行模拟，故仿真器可以用来分析风力发电机的性能，测试风力机在各种运行状态下的优点（或缺点），验证风力发电机的各种控制策略和研究电能向电网的传送。

第 8 章 结 论

目前,水平轴 WECS 由于其结构、部件和工作状态有所差异,从而得到的控制策略也各不相同。具体的控制策略取决于 WECS 的额定功率。低功率(1~10kW)和中等功率的 WECS 一般并入分布式电力系统或孤立运行的混合可再生能源转换系统。在过去的 10 年内,与电网相连的 WECS 额定功率最低的为 600~1000kW,最高为 3~6MW。如今,兆瓦级 WECS 代表了最先进的技术水平;但同时靠近用电地区的小型分布式发电系统的影响也越来越大。因此,WECS 额定功率不论其大小,现在都是研究的热点,尽管它们的结构和运行模式是极其不同的。对于本书中所提到的各种 WECS 结构,不论是在高风速下限制功率还是在额定功率以下最优化能量捕获,控制问题都很重要。

在 WECS 技术中,风力发电机变速概念的提出是具有变革意义的。同时,从经济的方面来考虑,这一概念对风力发电机的效率也有积极的影响作用。在 WECS 技术的发展历程中,由于控制策略可以使一些重要的功能得以实现从而备受关注。编写本书的一个首要目的就在于设计 WECS 能量转换最优化的控制结构。此控制其实就是在部分负荷区的优化控制问题,很明显就是处理低功率 WECS 问题。但是,即便是在低功率情况下,在设计时也必须将控制输入的影响作用考虑进去,以避免机械负荷过大,影响 WECS 的寿命。因此,机械负荷的最小化也是控制的一个目的。

过去的研究表明,由于风的不稳定特性,在增加能量捕获效率的同时不影响系统的使用寿命几乎是不可能的。从技术的角度来看,风力发电机是一个由随机输入激励的非线性时变系统,这会对系统的可靠性产生很大的影响。因此,部分负荷条件下的控制目标就是实现性能指标的最优化,其性能指标包括两个互相矛盾的要素:能量捕获效率和机械可靠性。在满负荷运行情况下,上述控制问题依然存在。这就需要在额定状态变量处的稳定性和减轻疲劳负荷两者之间进行平衡。

从方法论上讲,上述控制问题可以一并解决,也就是说,在全部风速变化的运行范围内通过增益调度技术可以一并得到解决。但在本书中,重点分析了通过频率分离原则对各个部分分别进行控制的可能性。对各个部分进行合成,以满足某个或一系列的质量要求。由于希望得到的 WECS 动态特性是在不同的频率范围内实现的,因而这种方案是可以实现的。

第 6 章中,着重分析了频率分离优化控制。此控制有两个要求:1) 保持优

化运行特性 (ORC) 曲线上运行点的位置, 以优化低频能量捕获效率; 2) 根据期望的能量捕获-可靠性平衡实现 LQG 优化。在此控制中, WECS 模型的建立是非常重要的, 第一个要求对应于长期和中期的风速部分, 而 LQG 问题则对应于风速模型中的湍流部分。即使当两种频率范围不能明确区分的情况下, 频率分离优化控制仍然适用, 其原因如下:

- 控制的输入参数是一个经典 PI 或 PID 环的输入; 在这一部分, 添加了自动合成的 LQG 控制输入;

- 假定运行点是被低频控制部分稳定在 ORC 上, 那么就能有效抑制随着风速的变化线性化模型的变化; 这就为 LQG 问题提供了一个不变的模型。

当控制目标主要集中在机械振荡现象或有功功率的波动部分时, 频率分离是很容易实现的。在这种情况下, 对控制输入的不同组成部分就可以通过频率分离优化进行控制。

在低功率 WECS 中, 性能要求一般比较少, 主要集中在功率限制、能量捕获优化方面, 也可能在能量可靠性方面制定一些准则。在很多情况下, 风力发电机是混合新能源转换系统的一部分, 这会对控制问题提出很多特殊的要求。为了得到针对这种结构的具有良好性能的控制方案, 在可再生条件下进行反复的实验研究是很有必要的。在本书中还对基于电机械 WECS 仿真器的实验测试平台的一般设计方法进行了介绍。

在兆瓦级的 WECS 中, 对很多性能都有要求, 主要集中在整体机械负荷的减小问题上。控制问题的复杂程度取决于 WECS 的结构和运行模式。例如, 在定速 WECS (即执行“丹麦结构”) 中, 当运行在发电机的自然特性曲线上时, 会使传动链的扭振有一个良好的阻尼因数。而在变速运行时, 发电机的转矩控制会导致传动系统阻尼很小, 所以必须另加控制方案来对传动系统强加上一个扭矩振荡阻尼作用。即使性能要求再多——本书中所提到的只是一个例子, 变速运行也必须是连续的, 这是 WECS 技术的发展趋势使然。由于性能要求越来越多、越来越复杂, 变速 WECS 的控制技术仍处于发展阶段, 并没有哪个 WECS 控制技术成为风力发电机组发展商广泛采用的主流技术。

附录

附录 A 案例研究中各 WECS 的特性

在本附录中给出了各案例研究中所用的 WECS 的参数和特征。作为引导，表 A-1 给出了每个案例研究中所对应的 WECS 特征集（表）。

表 A-1 各案例研究中所用 WECS 的特征集（表）

案 例	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
特征集（表）	A-6	A-2	A-7	A-2	A-2	A-2	A-3	A-3	A-4	A-2	A-4	A-5

下面所述的 WECS 的空气动力学特性是一样的。额定风速为 $v_n=10.5\text{m/s}$ ；空气密度假定为恒定的，为 $\rho=1.25\text{kg/m}^3$ 。转矩系数可以根据式（3-25）利用下列多项式系数 $a_6\sim a_0$ 得到：

$$\begin{bmatrix} -4.54\times10^{-7} & 1.3027\times10^{-5} & -6.5416\times10^{-5} & -9.7477\times10^{-4} \\ 0.0081 & -0.0013 & 0.0061 \end{bmatrix}$$

功率系数特性的最优参数为

$$\lambda_{\text{opt}}=7, C_{\text{pmax}}=0.476$$

表 A-2 MPPT 控制、PI 功率控制、开关控制、滑模控制、LQG（刚性传动链中）控制案例中所使用的基于 SCIG 的低功率（6kW）刚性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	SCIG
叶片长度： $R=2.5\text{m}$	多级传动比： $i=6.25$ 低速轴惯量： $J_1=3.6\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=0.95$	$p=2, R_s=1.265\Omega, R_r=1.43\text{m}\Omega$ $L_m=0.1397\text{H}, L_s=0.1452\text{H}$ $L_r=0.1452\text{H}, \omega_s=100\pi\text{ rad/s}$ $\Gamma_{\text{Gmax}}=40\text{N}\cdot\text{m}, V_s=220\text{V}$

表 A-3 反馈线性化控制和 QFT 控制案例研究中所使用的基于 PMSG 的低功率（3kW）刚性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	PMSG
叶片长度： $R=2.5\text{m}$	多级传动比： $i=7$ 高速轴惯量： $J_h=0.5042\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=1$	$p=3, R_s=3.3\Omega, \Phi_m=0.4382\text{Wb}$ $L_d=41.56\text{mH}, L_q=41.56\text{mH}$ $R_{lh}=80\Omega, V_s=380\text{V}$

表 A-4 基于 SCIG 的低功率（6kW）柔性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	SCIG
叶片长度： $R=2.5\text{m}$	多级传动比： $i=6$ 低速轴惯量： $J_1=3.6\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=1$ 刚度： $K_S=75\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 阻尼： $B_S=0.5\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$ —— 案例 11 $B_S=2\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$ ——案例 9	$R_s=1.265\Omega$ ， $R_r=1.43\text{m}\Omega$ $L_m=0.1397\text{H}$ ， $p=2$ $L_s=0.1452\text{H}$ ， $L_r=0.1452\text{H}$ $\omega_S=100\pi\text{rad/s}$ $\Gamma_{G\max}=40\text{N}\cdot\text{m}$ $V_S=220\text{V}$

表 A-5 HIL 仿真器构建时所使用的基于 DFIG 的低功率（6kW）刚性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	DFIG
叶片长度： $R=2.5\text{m}$	多级传动比： $i=6.75$ 高速轴惯量： $J_h=0.1\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=1$	$p=2$ ， $R_s=75.1\text{m}\Omega$ ， $R_r=0.13\Omega$ $L_m=13.2\text{mH}$ ， $L_s=14.3\text{mH}$ $L_r=14.3\text{mH}$ ， $\omega_S=100\pi\text{rad/s}$ $\Gamma_{G\max}=45\text{N}\cdot\text{m}$ ， $V_S=380\text{V}$

表 A-6 降阶模型和线性化模型案例研究中所使用的基于 SCIG 的大功率
 （2MW）刚性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	SCIG
叶片长度： $R=45\text{m}$	多级传动比： $i=100$ 高速轴惯量： $J_h=990\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=0.95$	$p=2$ ， $R_s=1.1\text{m}\Omega$ ， $R_r=1.3\text{m}\Omega$ $L_m=2.9936\text{mH}$ ， $L_s=3.0636\text{mH}$ $L_r=3.0686\text{mH}$ ， $\omega_S=2\pi\cdot50\text{rad/s}$ $\Gamma_{G\max}=17\times10^5\text{N}\cdot\text{m}$ ， $V_S=690\text{V}$

表 A-7 PI 速度控制案例研究中所使用的基于 SCIG 的大功率
 （2MW）刚性传动链 WECS 的参数

风 轮	传 动 链	SCIG
叶片长度： $R=45\text{m}$ 额定风速： $v_n=10.5\text{m/s}$	多级传动比： $i=100$ 高速轴惯量： $J_h=990\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 效率： $\eta=0.95$	$p=2$ ， $R_s=4\text{m}\Omega$ ， $R_r=4\text{m}\Omega$ $L_m=5.09\text{mH}$ ， $L_s=5.25\text{mH}$ $L_r=5.25\text{mH}$ ， $\omega_S=100\pi\text{rad/s}$ $\Gamma_{G\max}=17\times10^5\text{N}\cdot\text{m}$ ， $V_S=690\text{V}$

附录 B 理论背景和发展

B.1 滑模控制

滑面和滑模控制方案的设计是由状态方程开始的, 状态方程的形式为

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, t) + \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \cdot u$$

式中, $\mathbf{x} = [\Omega_h \quad \Gamma_G]^T$;

$$f(\mathbf{x}, t) = [\Gamma_{wt}(i \cdot \Omega_h, v)/(J_t \cdot i) - \Gamma_G/J_t \quad -\Gamma_G/T_G]^T;$$

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}, t) = [0 \quad 1/T_G]^T;$$

$$u = \Gamma_G^*。$$

滑面

令 $\sigma(\mathbf{x}, u, t)$ 表示滑面。方程 (5-25) 和条件 $\frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{B}(\mathbf{x}, t) \neq 0$ (等效控制输入必须存在——DeCarlo 等, 1996; Young 等, 1999) 两者共同要求 $\frac{\partial \sigma}{\partial \Gamma_G} \neq 0$; 标记 $\frac{\partial \sigma}{\partial \Gamma_G} = a_3 \neq 0$ 。假设滑模动态模型与式 (5-26) 所示的线性化模型等效, 则切换面的第一种形式可以表示为

$$\sigma(\Omega_h, \Gamma_G) = \sigma_1(\Omega_h) + a_3 \cdot \Gamma_G \quad (\text{B-1})$$

等式 $\sigma(\Omega_h, \Gamma_G) = 0$ 意味着 $\sigma_1(\Omega_h) + a_3 \Gamma_G = 0$, 最终可以得到

$$\sigma_1(\Omega_h) = -a_3 \Gamma_G \quad (\text{B-2})$$

从方程 (5-26) 可以得到

$$\Gamma_G = \frac{1}{1 + a_2 J_h} [\Gamma_{wt}(\Omega_h/i, v)/i - a_1 J_h \Omega_h] \quad (\text{B-3})$$

为了简便起见, 令 $a_3 = 1 + a_2 J_h$ 。式 (B-2) 和式 (B-3) 连同式 (B-1) 共同给出了滑面的表达式 (现在已经达成共识):

$$\sigma = a_1 J_h \Omega_h + \Gamma_G (1 + a_2 J_h) - \Gamma_{wt}/i$$

滑模控制方案

本部分对滑模控制方案的两个组成部分进行计算, 即等效控制输入部分 u_{eq} 和开关部分 u_N (DeCarlo 等, 1996 年)。

为了计算等效输入部分, 引进了下列关系式:

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{B} \right]^{-1} \left[\frac{\partial \sigma}{\partial t} + \frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}} \cdot f(\mathbf{x}, t) \right] \quad (\text{B-4})$$

下面, 对其中包含的因子进行计算:

$$\frac{\partial \sigma}{\partial \mathbf{x}} \cdot \mathbf{B} = \left[\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega_h} \quad \frac{\partial \sigma}{\partial \Gamma_G} \right] \begin{bmatrix} 0 \\ 1/T_G \end{bmatrix} = \frac{1}{T_G} \frac{\partial \sigma}{\partial \Gamma_G} \quad (\text{B-5})$$

由于滑面并不精确地依赖于时间, 故 $\frac{\partial \sigma}{\partial t} = 0$ 。为了计算滑面, 对第一个状态变量进行偏微分:

$$\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega_h} = a_1 J_h - \frac{1}{i} \frac{\partial \Gamma_{wt}}{\partial \Omega_h},$$

可以引入风转矩对低速轴转速的偏微分:

$$\frac{\partial \Gamma_{wt}}{\partial \Omega_h} = 0.5 \pi \rho R^3 v^2 \frac{\partial C_T(\lambda)}{\partial \Omega_h} = \frac{K v^2 R}{i} \frac{\partial C_T(\lambda)}{\partial \lambda} \frac{\partial \lambda}{\partial \Omega_h} = \frac{K v^2 R}{i} \left(\frac{C'_p(\lambda) \cdot \lambda - C_p(\lambda)}{\lambda^2} \right)$$

式中, $K = 0.5 \pi \rho R^2$ 是不变的; $C_T(\lambda) = C_p(\lambda)/\lambda$; $C'_p(\lambda)$ 是功率系数 λ 的微分。从而可以得到

$$\frac{\partial \sigma}{\partial \Omega_h} = a_1 J_h - (K v R^2) / i^2 \cdot [C'_p(\lambda) \cdot \lambda - C_p(\lambda)] / \lambda^2 = a_1 J_h - A(\lambda, v) \quad (B-6)$$

式中, $A(\lambda, v) = K v R^2 \delta(\lambda) / i^2$;

$$\delta(\lambda) = [C'_p(\lambda) \cdot \lambda - C_p(\lambda)] / \lambda^2. \quad (B-7)$$

将 $\frac{\partial \sigma}{\partial \Gamma_G} = 1 + a_2 J_h$ 代入式 (B-5), 再将式 (B-5) 代入式 (B-4) 的等效控制输入中, 然后将式 (B-6) 代入式 (B-4), 最后得到

$$u_{eq} = -\frac{T_G}{1 + a_2 J_h} \left(\frac{\Gamma_{wt}}{i} - \Gamma_G \right) [a_1 - A(\lambda, v)] - \Gamma_G$$

假设在滑面上的动态过程为

$$J_h \cdot \dot{\Omega}_h = \Gamma_{wt} / i - \Gamma_G \equiv a_1 J_h \Omega_h + a_2 J_h \Gamma_G$$

然后等效控制输入的表达式变为

$$u_{eq} = \Gamma_G - \frac{T_G}{1 + a_2 J_h} (a_1 J_h \Omega_h + a_2 J_h \Gamma_G) [a_1 - A(\lambda, v)]$$

B.2 反馈线性化控制

反馈线性化控制的基础是微分几何学。在应用反馈线性化控制技术时, 最重要的标记如下所示 (Isidori, 1989)。

定义 1: n 维函数 f 的微分或者李导数是 $\partial f / \partial \mathbf{x}$, 与 $g(\mathbf{x})$ 的相乘得到的矢量为

$$L_g f(\mathbf{x}) = \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x})$$

李导数的元为 $\sum_{i=1}^n \frac{\partial f_i}{\partial x_i} g_i(\mathbf{x})$

f 对 g 的第 k 个导数标记为 $L_g^k f$, 它满足递归关系:

$$L_g^k f(\mathbf{x}) = \frac{\partial [L_g^{k-1} f(\mathbf{x})]}{\partial \mathbf{x}} g(\mathbf{x})$$

其中, $L_g^0 f(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x})$ 。

定义 2: 定义一个变量变换为

$$\mathbf{z} = \Phi(\mathbf{x})$$

式中, $\Phi(\mathbf{x}) \in \mathbf{R}^n$, 是一个 n 维变量函数, 即

$$\Phi(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \phi_1(\mathbf{x}) \\ \phi_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \phi_n(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ \phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{bmatrix}$$

其特性为

- $\Phi(\mathbf{x})$ 是可逆的, 即存在 $\Phi^{-1}(\mathbf{x})$, 并且有

$$\Phi^{-1}[\Phi(\mathbf{x})] = \mathbf{x}, \forall \mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$$

- $\Phi(\mathbf{x})$ 和 $\Phi^{-1}(\mathbf{x})$ 都是平滑的函数, 它们存在任意阶偏导数。

这种特性就叫做微分同胚映射。

利用上面的这两个定义, 反馈线性化技术可以定义如下。设非线性系统定义为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ y = h(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (\text{B-8})$$

式中, $\mathbf{x}$ 是状态矢量, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$; u 是输入; y 是输出; f 和 g 都是非线性平滑函数。寻找一个整数 r 和一个反馈:

$$u = \alpha(\mathbf{x}) + \beta(\mathbf{x}) \cdot u_v$$

式中, $\alpha(\mathbf{x})$ 和 $\beta(\mathbf{x})$ 是定义在 $\mathbf{x}_0 \in \mathbf{R}^n$ 周围的平滑函数, $\beta(\mathbf{x}_0) \neq 0$; $u_v(t)$ 是控制输入。则系统的表达式变为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\alpha(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\beta(\mathbf{x}) \cdot u_v \\ y = h(\mathbf{x}) \end{cases}$$

如图 B-1 所示, 输出的 r 阶导数为

$$y^{(r)}(t) = u_v(t) \quad (\text{B-9})$$

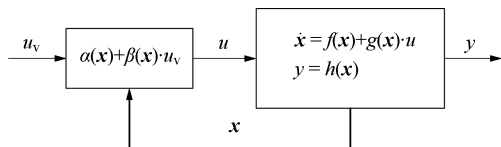


图 B-1 线性化反馈控制框图

若线性系统的输出为 $y(t)$, 控制输入为 $u_v(t)$, 则式 (B-9) 就等效于一个 r 个积分器串, 如图 B-2 所示。

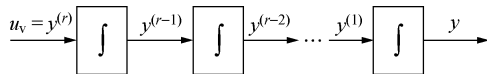


图 B-2 线性化系统

式 (B-8) 所示的非线性系统向图 B-2 所示的线性形式的转化就叫做输入-输出反馈线性化 (Isidori, 1989)。

寻找满足式 (B-9) 的整数 r 也被称为寻找系统的相关度, 它的定义如下:

命题 (Isidori, 1989): 若对于每一个 $k < r-1$ 和 $\mathbf{x}_0$ 周围的每一个 $\mathbf{x}$ 有

$$L_g L_f^{k-1} h(\mathbf{x}) = 0 \text{ 和 } L_g L_f^k h(\mathbf{x}) \neq 0$$

则可以定义式 (B-8) 所示的非线性系统的相关度为 r 。

若知道了系统的相关度 r , 则线性控制输入为

$$u(t) = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(\mathbf{x})} [-L_f^r h(\mathbf{x}) + u_v(t)]$$

就可以将非线性系统转化为式 (B-9) 表示的线性系统。

在确定出系统的相关度之后, 就可以找到坐标变换 $\mathbf{z} = \Phi(\mathbf{x})$, 其中 $\Phi(\mathbf{x}): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ 是微分同胚映射函数。此坐标变换就能将式 (B-8) 所示的非线性系统用 $\mathbf{z}$ 的线性系统表示。

若系统的相关度为 $r=n$, 则在新的坐标 $z_i = \varphi_i(\mathbf{x}) = L_f^{i-1} h(\mathbf{x})$, $i=1, \dots, n$ 下, 系统的表达式为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = b(\mathbf{z}) + a(\mathbf{z})u \end{cases}$$

在此系统中, 非线性反馈

$$u = \frac{1}{a(\mathbf{z})} [-b(\mathbf{z}) + u_v]$$

能够产生一个线性可控的系统:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \vdots \\ \dot{z}_{n-1} = z_n \\ \dot{z}_n = u_v \\ y = z_1 \end{cases}$$

如图 B-3 所示。

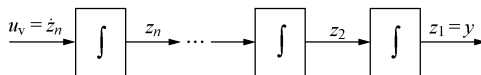


图 B-3 输入输出线性化系统

在旧坐标中, 控制输入的表达式为

$$u(t) = \frac{1}{L_g L_f^{n-1} h(\mathbf{x})} [-L_f^n h(\mathbf{x}) + u_v]$$

如果系统的相关度 $r < n$, 则系统可以变为所谓的标准形式。

命题: 假定式 (B-8) 所示的非线性系统在 $\mathbf{x}_0$ 周围的相关度 $r \leq n$ 。标记

$$\begin{cases} \phi_1(\mathbf{x}) = h(\mathbf{x}) \\ \phi_2(\mathbf{x}) = L_f h(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \phi_n(\mathbf{x}) = L_f^{n-1} h(\mathbf{x}) \end{cases}$$

若 $r < n$, 则可以找到一个 $n-r$ 维函数, 这样在 $\mathbf{x}_0$ 处, 有

$$\Phi(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \phi_1(\mathbf{x}) \\ \phi_2(\mathbf{x}) \\ \vdots \\ \phi_n(\mathbf{x}) \end{bmatrix}$$

就可以得到一个非奇异雅可比矩阵。在 $\mathbf{x}_0$ 处, 这些函数的表达式可以随机选择, 或者可以选取 $\phi_{r+1}(\mathbf{x}), \dots, \phi_n(\mathbf{x})$ 以便于对任何 $r+1 \leq i \leq n$ 内的 i 和 $\mathbf{x}_0$ 周围的任何 $\mathbf{x}$ 都有 $L_g \phi_i(\mathbf{x}) = 0$ 。在新的坐标下, 系统为

• 对于 $z_1, \dots, z_{r-1}$:

$$\begin{cases} \dot{z}_1(t) = L_f h[\mathbf{x}(t)] = \phi_2[\mathbf{x}(t)] = z_2(t) \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1}(t) = L_f^{r-1} h[\mathbf{x}(t)] = \phi_r[\mathbf{x}(t)] = z_r(t) \end{cases}$$

对于 z_r :

$$\dot{z}_r(t) = L_f^r h[\mathbf{x}(t)] + L_g L_f^{r-1} h[\mathbf{x}(t)] \cdot u(t) \quad (\text{B-10})$$

记

$$\begin{cases} a(\mathbf{z}) = L_g L_f^{r-1} h[\mathbf{x}(t)] \\ b(\mathbf{z}) = L_f^r h[\mathbf{x}(t)] \end{cases},$$

则式 (B-10) 变为

$$\dot{z}_r(t) = b[\mathbf{z}(t)] + a[\mathbf{z}(t)] \cdot u(t).$$

由于 $\mathbf{z}_0 = \Phi(\mathbf{x}_0)$ 且 $a(\mathbf{z}_0) \neq 0$, 则对于 $\mathbf{z}_0$ 周围的任何 $\mathbf{z}$ 都有 $a(\mathbf{z}) \neq 0$ 。在选择 $n-r$ 维坐标时, 可以选择使得 $L_g \phi_i \mathbf{x} = 0$, 这样就有

$$\dot{z}_i = \frac{\partial \phi_i}{\partial \mathbf{x}} \{f[\mathbf{x}(t)] + g[\mathbf{x}(t)]u(t)\} = L_g \phi_i[\mathbf{x}(t)] + L_g \phi_i[\mathbf{x}(t)]u(t) = L_f \phi_i[\mathbf{x}(t)]$$

记 $q_i(\mathbf{z}) = L_f \phi_i[\Phi^{-1}(\mathbf{z})]$, $r+1 \leq i \leq n$, 则最后的 $n-r$ 维方程可以表示为 $\dot{z}_i = q_i[\mathbf{z}(t)]$ 。

在这些条件下, 在新坐标中系统的状态空间模型为

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = b(z) + a(z) \cdot u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \\ y = z_1 \end{cases}$$

输入 u 仅仅在 z_r 项中出现, 即在系统的相关度的子项中出现。在新坐标中这样的系统, 即输入 u 仅仅在 z_r 表达式中出现的系统, 叫做系统的标准形式。

总之, 若系统的相关度 $r < n$, 就可以得到一个决定输入-输出特性的 r 维线性子系统和一个包含内部动态过程的 $n-r$ 维子系统。其中 $n-r$ 维子系统对输入-输出特性不产生影响 (见图 B-4)。

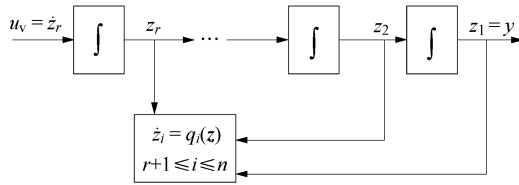


图 B-4 系统的标准形式

B.3 QFT 鲁棒控制

在应用 QFT 方法对鲁棒控制器进行设计时, 我们使用了循序渐进的过程。对此过程进行直接的描述是很难的, 因此在此处我们在一个具体的案例中直接对它进行了应用。我们选择了附录 A 和表 A.3 中所示的基于 PMSG 的小功率 WECS 作为案例对象进行研究。

(1) 系统陈述。基于 PMSG 的 WECS 已经进行线性化处理, 并且选择了三个 ORC 上的运行点进行研究。这三个运行点是根据风速和负荷阻抗进行选择。此处的运行风速范围是 $3 \sim 11 \text{ m/s}$ 。传递函数为

$$H(s) = \frac{k}{T^2 s^2 + 2\xi Ts + 1} \quad (\text{B-11})$$

所选的三个运行点的参数见表 B-1。

表 B-1 为阐述 QFT 设计所选用的基于 PMSG 的小功率 WECS 的 ORC 上所选的运行点的参数

运 行 点		线性化模型参数		
风速/(m/s)	负荷阻抗/ Ω	$K/(\text{rad/s}/\Omega)$	T/s	ζ
4	14.6	3.88	0.0751	0.6147
7	25.9	4.52	0.0456	0.2440
10	38	4.69	0.0326	0.1512

(2) 设计规范。跟踪规范确定了由于参数不确定性和湍流的影响闭环跟踪响应的变化范围。对于基于 PMSG 的 WECS 来说，闭环响应是一个二阶系统的响应，此二阶系统为

$$H(s)=\frac{\omega_0^2}{s^2+2\zeta\omega_0s+\omega_0^2}$$

其中，切出频率 $\omega_0=20\text{rad/s}$ ，阻尼系数 $\xi=0.9$ 。闭环跟踪响应的变化范围为

$$H_{\text{TU}}(s)=\frac{\frac{\omega_0^2}{a}(s+a)}{s^2+2\zeta\omega_0s+\omega_0^2}, H_{\text{TL}}(s)=\frac{a_1a_2a_3}{(s+a_1)(s+a_2)(s+a_3)}$$

其中， $a=1.2\omega_0$ ， $a_1=0.5\omega_0$ ， $a_2=1.5\omega_0$ ， $a_3=2\omega_0$ 。

在时域（阶跃响应）内跟踪变化范围如图 B-5 所示。

(3) 选择频率序列。在 QFT 设计中具体的频率序列为 $\omega=[1\ 5\ 10\ 20\ 40\ 100]\text{rad/s}$ 。

(4) 风力机不确定性和模板计算。QFT 设计是使用尼科尔森表进行的，并且我们要考虑的是发电厂的所有风力机而不是单个风力机，故在每一个频率点处得到的是一系列的尼科尔森图表点，而不是一个单独的点。因此，在每一个选定的频率处得到的是一个连通区域，或者叫做模板，其中包含了系列中所有的点。为

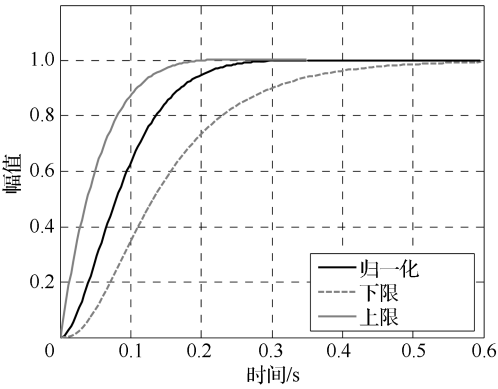


图 B-5 阶跃响应的轨迹点

了能够得到所考虑的一系列风力机的模板，将式 (B-11) 表示的 LTI 模型近似为一个传递函数，它有两个变化的参数 k 和 T 。选择 k 和 T 时，要保证近似函数的博德图要受 LTI 系统模型的博德图限制。在图 B-6 中给出了当传递函数 k 的变化范围为 $6\sim20$ 、 T 的变化范围为 $0.015\sim0.07$ 、 $\xi=0.8$ 时，表 B-1 中所示的线性化模型的各种参数组合的博德图限制。在这些频率下风力机模板是通过 MATLAB 中的 QFT 工具箱来计算的，其结果如图 B-7 所示。

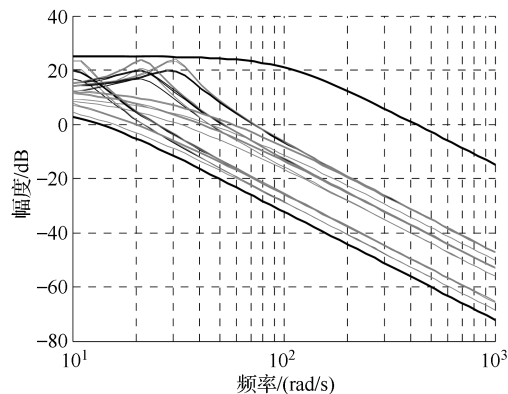


图 B-6 LTI PMSG 类型的 WECS 模型的博德图

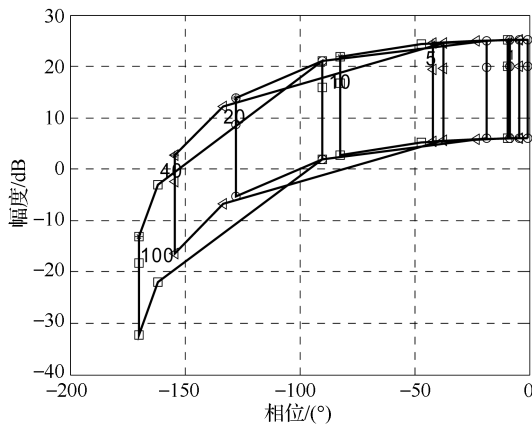


图 B-7 电场模型相位幅值

(5) 发电机模型的选择。在计算限制时所用的发电机模型为

$$H_{\text{nom}}(s) = \frac{18}{0.0081s^2 + 0.144s + 1}$$

(6) 各种限制的确定和结合。二维幅值-相角模板被用来确定频域内的区域(或限制)，其中必须体现开环频率响应以满足特殊的性能和稳定性要求。稳定性限制是用模板和相角裕度来计算的，性能限制是由模板和频域内响应的上、下限确定的。在尼科尔森平面内，跟踪和鲁棒稳定裕度限制都是用 MATLAB 中的 QFT 工具箱来计算的，结果如图 B-8 所示。

(7) 环路形成。该控制器的设计是以一种非常透明的方式进行的，在尼科尔森平面内形成环路。确定环路时，我们将判断频率处的各种限制条件和开环传递函数结合在一起作为参考。在设计时，通过在每个频率处满足各种限制条

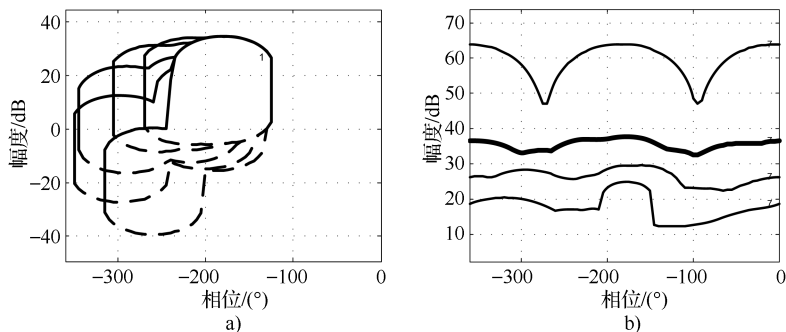


图 B-8

a) 稳定边界 b) 轨迹边界

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并进行了修改。本图已取得 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

件来确定频率响应的增益、零极点。得到的控制器就是以这些增益、零极点为特征的。此设计的结果如图 B-9 所示。

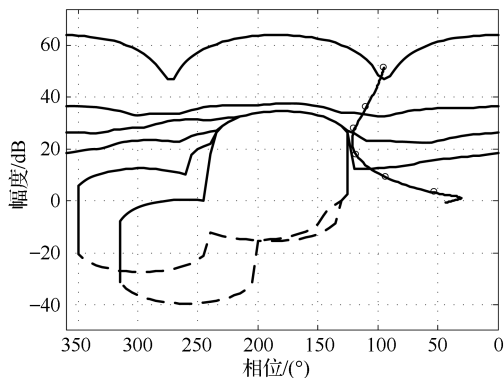


图 B-9 环路形成后的控制器开环频率响应

(本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已取得 John Wiley and Sons Ltd 的允许。)

在对 QFT 进行设计后, 得到的控制器函数为

$$C(s) = \frac{6.84(s+62.5)(s+10.06)(s+9.93)}{s(s+1265)(s+5.24)}$$

(8) 预滤波器的设计。预滤波器的目的是为了保证系统的闭环响应能够满足闭环响应稳定和/或波动的要求。环路也是在频域内形成的, 它用的是博德图而不是尼科尔森图, 同样是以相同的透明方式形成的。

在经过设计之后, 预滤波器的函数为

$$F(s)=\frac{5478.55}{(s+343.7)(s+15.94)}$$

(9) 分析和验证。最后，对所得到的闭环控制系统进行分析，以确保频域的设计规范能够得到满足。闭环的鲁棒稳定性能够通过绘制闭环博德图和欲得到的性能之间进行比较来体现，如图 B-10 所示。

可以看到，由于在所有的频率处闭环博德图（实线）都位于欲得到的性能（虚线）之下，故鲁棒稳定性得到了满足。

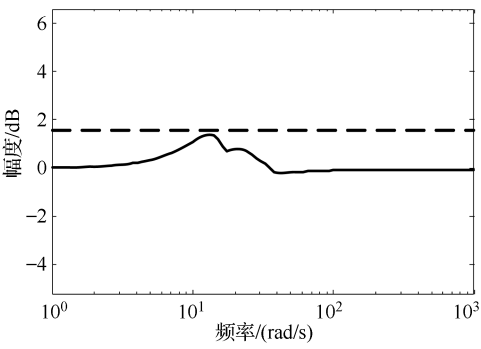


图 B-10 鲁棒稳定区域

（本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已取得 John Wiley and Sons Ltd 的允许。）

图 B-11 给出了当使用和不使用预滤波器时系统闭环频域响应的跟踪性能。

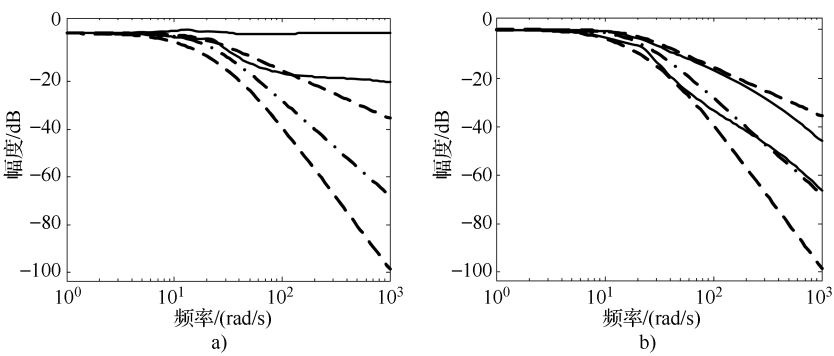


图 B-11 闭环频率响应结果

a) 不带预滤波 b) 带有预滤波

（本图来源于 Wind Energy, 9/5, Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P, Robust multi-model control of an autonomous wind power system, 399-419, Copyright (2006), 并作了修改。本图已取得 John Wiley and Sons Ltd 的允许。）

不带预滤波的闭环响应能够在频域范围内满足稳定性性能——响应带宽

(实线) 比由稳定性要求的上限和下限之间的带宽(虚线)要小——但是, 不能满足鲁棒跟踪性能。在加入预滤波器之后, 闭环频域响应能够满足两方面的要求, 如图 B-11 所示。故本设计是成功的。

附录 C 图片、图表和实时影像

图 C-1 给出了 6.4.5 节中案例研究 10 基于频率分离原则的双环控制结构的 Simulink 仿真结构框图。

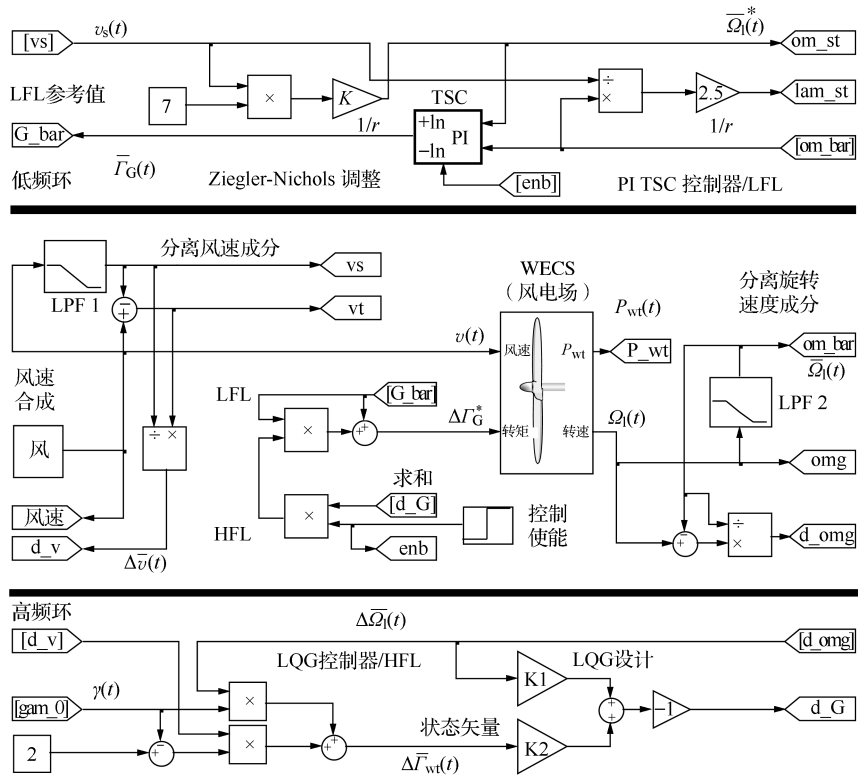


图 C-2 给出了 6.4.6 节中基于频率分离原则的双环控制器实时评估中所用的 WECS 仿真器结构。

仿真器由两台刚性耦合的笼型感应电机组成。其中, 标记为 IM (感应电动机) 的那一台模拟空气动力子系统和 WECS 的传动链部分; 另一个标记为 IG (感应发电机) 的是一台转矩控制发电机。风速是由计算机合成的, 由它控制耦合部分的转速。

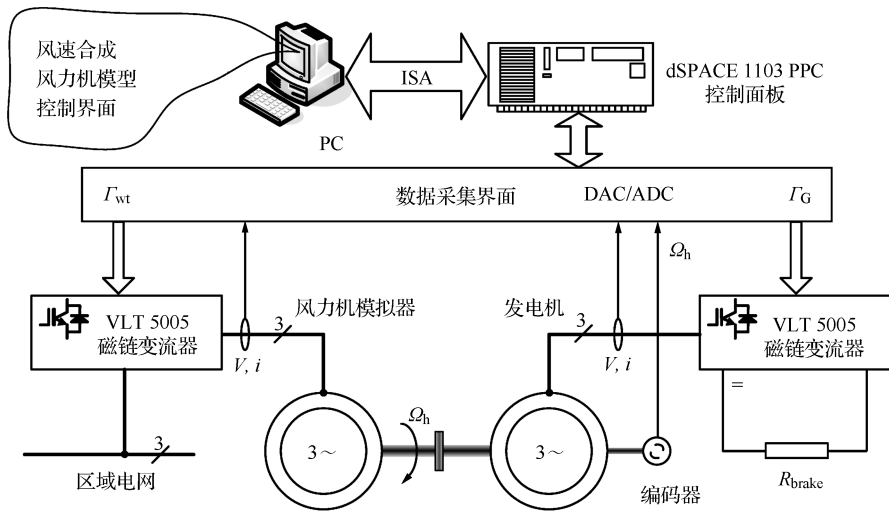


图 C-2 验证实时 2LFSP 的变速刚性传动 WECS 的硬件结构

两台感应电机是通过功率电力电子变流器，即 VLT 5005 来进行控制的。计算机执行：

- 风力机模型，目的是利用计算得到的风速和测得的转速 Ω_h 来提供风转矩参考值 Γ_{wt} （高速轴）；
- 控制方案，它可以提供发电机转矩参考值 Γ_G^* 。

仿真是在 MATLAB/Simulink 环境下，利用实时界面，在 DS1103 PPC 控制的面板（dSPACE）中运行的。其中 dSPACE 是由一个功率 PC 处理器来实现频率为 400MHz 的快速浮点计算。物理部分和计算机之间的双向信息交换是通过一个数据采集界面实现的。

利用一个控制桌面（Control Desk）面板（图 C-4）来观察 WECS 的仿真功能参数，并且用它来实时获得用户提供的数据。关于此仿真器更为详尽的描述可以参考 Cutululis（2005）。

图 C-3 给出了实验设备的主要组成部分。其中一个 1: 4.66 的 WECS 仿真器被用来验证 6.4 节中提出的优化控制结构。

此仿真器的主要组成部分为：

- 1—RTPS 的笼型感应电动机（SCIM）；
- 2—笼型感应发电机（SCIG）；
- 3—SCIM-SCIG 的耦合部分；
- 4—驱动 SCIM 的功率电力电子器件（VLT 5005）；
- 5—驱动 SCIG 的功率电力电子器件（VLT 5005）；
- 6—执行用户界面的个人计算机（PC）；

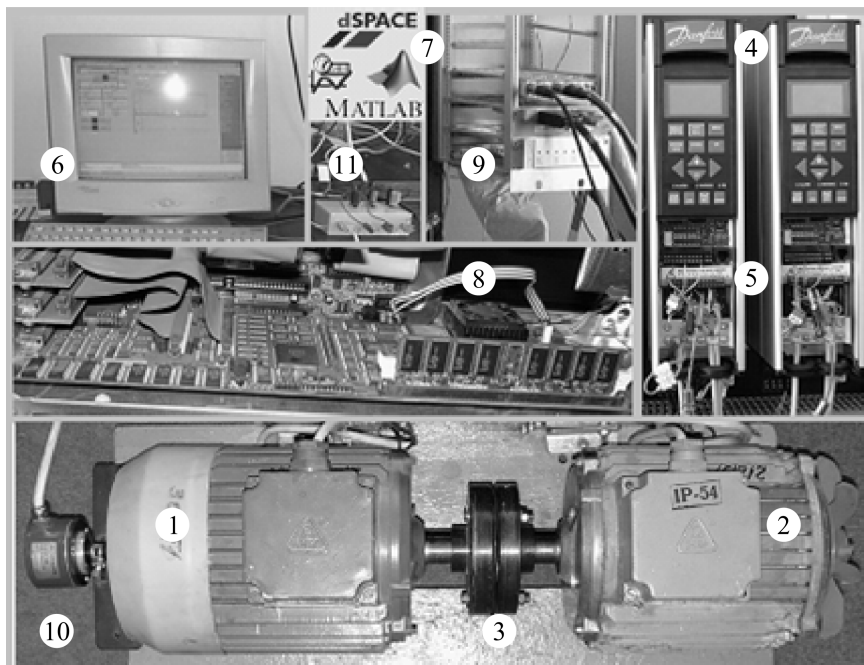


图 C-3 用于 2LFSP 验证的主要组成部件图片

7—PC 上的 Simulink 和控制桌面界面；

8—执行 RTPS、WECS 和 SCIG 控制的 DSP DS1103 (dSPACE)；

9—计算机的 I/O 接口；

10—旋转编码器；

11—导线和传感器。

图 C-4 给出了用于 2LFSP 评估的控制桌面界面。从中可以看到一些主要变量的变化过程和 Ω_1 - P_{wt} 平面内运行点的分布情况。更多关于此方案的实时捕捉可以参见图 6-17~图 6-21，同样还可以参见 Munteanu (2006)。

图 C-5 给出了 7.3 节 (案例研究 12) 中的实时物理仿真器的组成部分。其中，图 C-5a 为实时软件仿真器的基本软件结构，图 C-5b 描述了效应器的主要组成部分 (电机械跟踪环)。

图 C-6 给出了案例 12 中 HILS 的全部结构。在研究物理系统 (IPS, 图 C-6 的右侧) 中，控制结构实现了 DFIG 转子功率向电网传输的功能，如 7.3.3 节中所述，它是在 MATLAB/Simulink (计算机 PC1 上) 中建立的，并通过实时界面工具箱 (处理器 DS1005 的 dSPACE RTI) 来实施。此软件部分还包括一个运行模式控制器，它可以控制 WECS 的整体性能。得到的编码信息输入至 DS1005 功率 PC 处理器和实时软件仿真器 (RTSS)。双向信息交换由 DSP 中一个很复杂

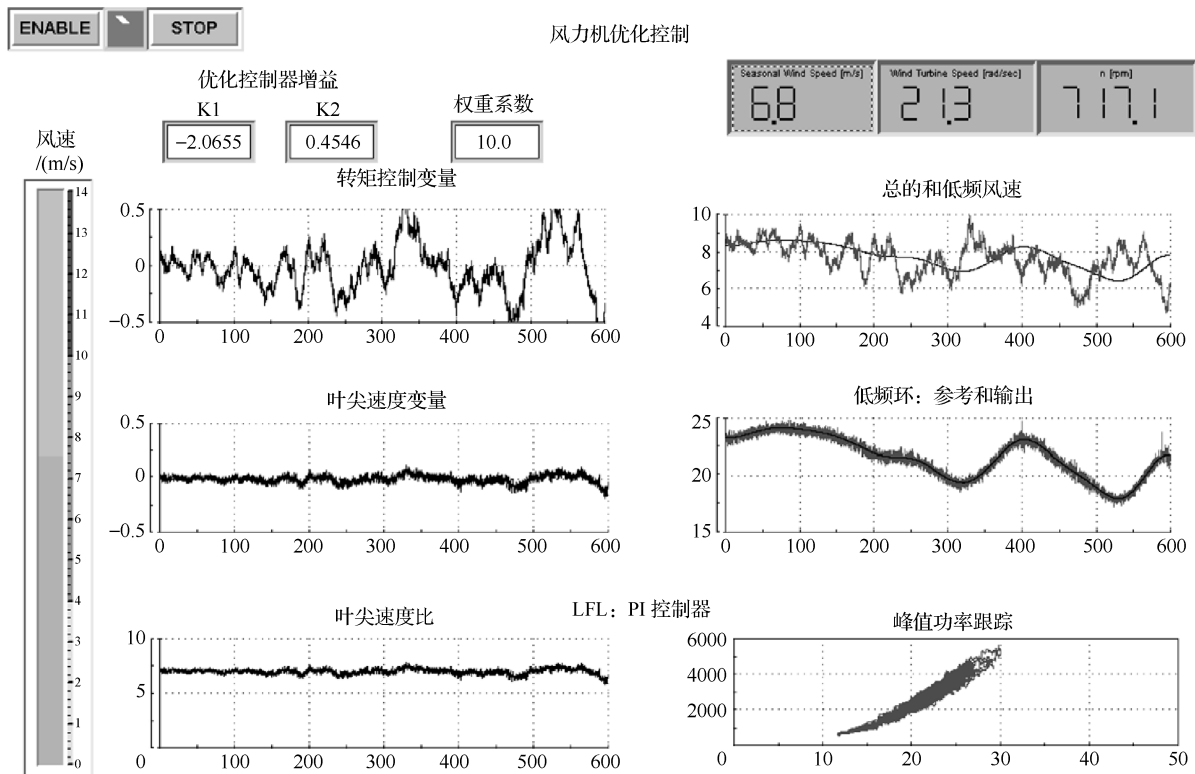


图 C-4 基于 LFL 的 PI 控制器的 2LFSP ControlDesk 测试面板

(本图来源于 Control Engineering Practice, 13, Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E, Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach, 903-912, Copyright (2005), 并作了修改。本图已取得 Elsevier 的允许。)

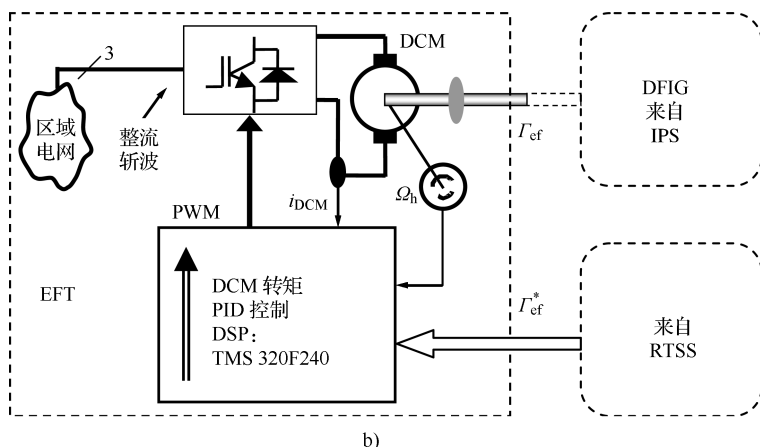
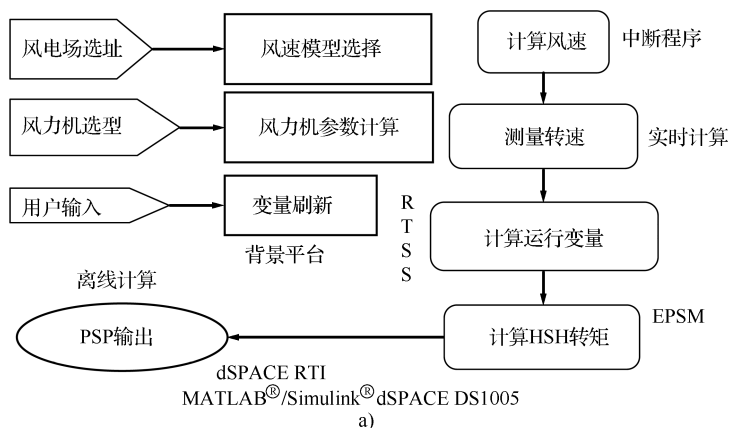


图 C-5 HIL 仿真的实时物理仿真系统

a) 软件 b) 硬件

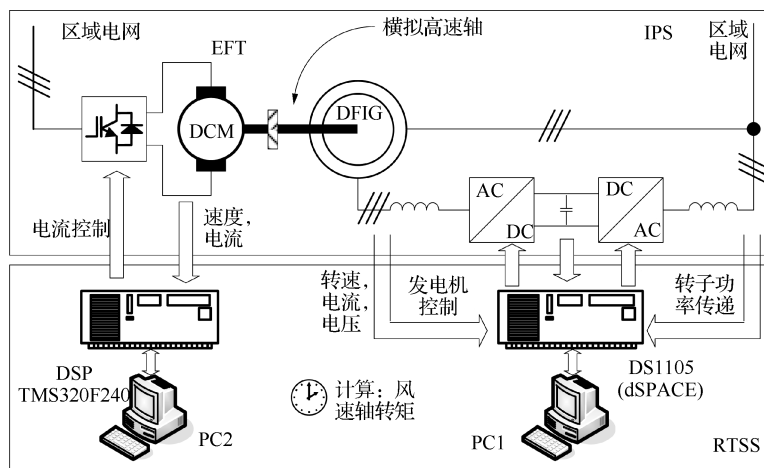


图 C-6 基于 HILS 设计方法的 WECS 实时仿真系统功能图

的输入/输出系统来执行，这些信息包括传感器信息（A/D）、PWM 输出、功率系统的二进制结构信号、为了得到快速信号变化过程的 D/A 输出等。其中涉及的变量是通过 Control Desk 面板来监控的。图 C-6 的左侧为实时物理仿真器（RTPS）的结构，这部分结构已经在 7.3.2 节中做过介绍，它是通过由 PC2 中的 TestPoint 软件来监控的。还必须注意到 RTPS-IPS 仅仅在 DFIG 轴这一物理层面上有联系。

表 C-1 和图 C-7 给出了案例研究 12（7.3 节）中描述的 HIL WECS 仿真器的具体结构。

表 C-1 案例口中描述的物理仿真器的主要特征

RTPS 效应器	仿真器结构
西门子直流电机 1G 5 106-0EH-3UV1，其额定功率为 6.5kW，额定转速为 3850r/min，最大转矩为 20.2N·m，转矩常数 0.87N·m/A，电机机械时间常数为 4.6ms，惯量为 0.02kg·m ² ，定子阻抗为 78Ω，转子阻抗为 0.78Ω，转子感抗为 3.6H，速度常数 0.9V/rad/s；直流电动机减速齿轮比率为 1.41；10kW 整流器-斩波器（基于 IGBT）；实时 DSP TMS320F240，时间尺度 $T_e=200\mu\text{s}$	1—RTPS 的直流电动机（DCM） 2—双馈感应发电机（DFIG） 3—用于 DCM-DFIG 耦合的齿轮箱 4—驱动 DCM 的功率电力电子器件 5—驱动 DFIG 的功率电力电子器件 6—计算机 PC2（在图 C-6 中） 7—计算机 PC1（在图 C-6 中） 8—PC2 上的 TestPoint 界面 9—PC1 上的 Simulink 和 Control Desk 界面 10—实施 DCM 转矩控制的 DSP TMS320F240 11—实施 WECS 和 DFIG 控制的 DSP DS1005（dSPACE） 12—示波器

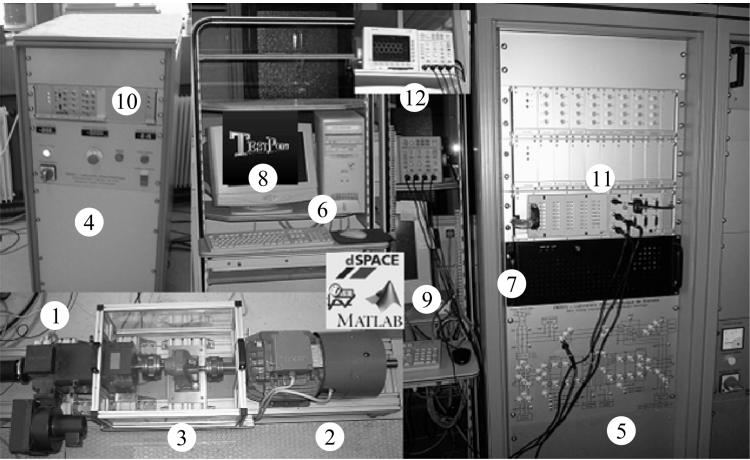


图 C-7 HIL WECS 仿真部件

（感谢法国 Grenoble Génie Électrique 实验室对案例 12 提供的帮助）

参 考 文 献

- [1] Abo-Khalil AG, Lee D-C, Seok J-K (2004) Variable speed wind power generation system based on fuzzy logic control for maximum output power tracking. In: Proceedings of 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference – PESC 04, vol 3, pp 2039-2043
- [2] Ackerman T (ed.) (2005) Wind power in power systems. John Wiley & Sons, Chicester, U.K.
- [3] Akhmatov V (2003) Analysis of dynamic behaviour of electric power systems with large amount of wind power. Ph.D. Thesis, Technical University of Denmark, Denmark
- [4] Akhmatov V, Knudsen H, Nielsen AH (2000) Advanced simulation of windmills in the electric power supply. International Journal of Electrical Power and Energy Systems 22(6):421-434
- [5] Akhrif O, Okou FA, Dessaint LA, Champagne R (1999) Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems. IEEE Transactions on Power Systems 14(2):620-628
- [6] Alatalo M (1996) Permanent magnet machines with air gap windings and integrated teeth windings. Technical Report 288, Chalmers University of Technology, Sweden
- [7] Amei K, Takayasu Y, Ohji T, Sakui M (2002) A maximum power control of wind generator system using a permanent magnet synchronous generator and a boost chopper circuit. In: Proceedings of the Power Conversion Conference – PCC 2002, vol 3, pp 1447-1452
- [8] Apkarian P, Adams R (1998) Advanced gain-scheduling techniques for uncertain systems. IEEE Transactions on Control Systems Technology 6(1):21-32
- [9] Apkarian P, Gahinet P, Becker G (1995) Self-scheduled H_{∞} control of linear parameter-varying systems: a design example. Automatica 31(9):1251-1261
- [10] Ariyur KB, Krstić M (2003) Real-time optimisation by extremum seeking control. Wiley-Interscience
- [11] Åström KJ, Wittenmark B (1995) Adaptive control, 2nd edn. Addison-Wesley
- [12] Åström KJ, Hägglund T (1995) PID controllers: theory, design and tuning, 2nd edn. Instrument Society of America
- [13] Athans M, Falb P (1966) Optimal control. McGraw-Hill, New-York
- [14] Baring-Gould I, Flowers L, Lundsager P, Mott L, Shirazi M, Zimmermann J (2004) Worldwide status of wind-diesel applications. 2004 DOE/AWEA/CanWEA Wind-Diesel Workshop
http://www.eere.energy.gov/windpoweringamerica/pdfs/workshops/2004_wind_diesel
- [15] Battaïoto PE, Mantz RJ, Puleston PF (1996) A wind turbine emulator based on a dual DSP processor system. Control Engineering Practice 4(9):1261-1266
- [16] De Battista H, Mantz RJ (1998) Sliding mode control of torque ripple in wind energy conversion systems with slip power recovery. In: Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON '98, pp 651-656
- [17] De Battista H, Mantz RJ (2004) Dynamical variable structure controller for power regulation of wind energy conversion systems. IEEE Transactions on Energy Conversion 19(4):756-763
- [18] De Battista H, Puleston PF, Mantz RJ, Christiansen CF (2000a) Sliding mode control of wind systems with DOIG – Power efficiency and torsional dynamics optimization. IEEE Transactions on Power Systems 15(2):728-734
- [19] De Battista H, Mantz RJ, Christiansen CF (2000b) Dynamical sliding mode power control of wind driven induction generators. IEEE Transactions on Energy Conversion 15(4):451-457
- [20] Betz A (1926) Wind energy and its use by wind-mills (Wind-Energie und ihre Ausnutzung

- durch Windmühlen). Vandenhoek & Ruprecht, Göttingen
- [21] Bhowmik S, Spée R (1998) Wind speed estimation based variable speed wind power generation. In: Proceedings of the Annual IEEE Conference of the Industrial Electronics Society – IECON'98, pp 596-601
 - [22] Bialasiewicz JT, Muljadi E (2002) Analysis of variable structure diesel/invertor operation control in renewable energy systems. In: Proceedings of American Control Conference, pp 1978-1983
 - [23] Bianchi FD, Mantz RJ, Christiansen CF (2005) Gain scheduling control of variable-speed wind energy conversion systems using quasi-LPV models. *Control Engineering Practice* 13(2):247-255
 - [24] Bianchi F, De Battista H, Mantz RJ (2006) *Wind Turbine Control Systems – Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. Springer, London
 - [25] Borghesani C, Chait Y, Yaniv O (2003) The QFT frequency domain control design toolbox for use with MATLAB®. User's Guide, Terasoft, Inc. <http://www.terasoft.com/qft/QFTManual.pdf>
 - [26] Borowy BS, Salameh ZM (1997) Dynamic response of a stand-alone wind energy conversion system with battery energy storage to a wind gust. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 12(1):73-78
 - [27] Bose BK (2001) *Modern power electronics and AC drives*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, U.S.A.
 - [28] Bossanyi EA (2000). The design of closed loop controllers for wind turbines. *Wind Energy* 3:149-163
 - [29] Boukhezzer B, Lupu L, Siguerdidjane H, Hand M (2007) Multivariable control strategy for variable speed, variable pitch wind turbines. *Renewable Energy* 32:1273-1287
 - [30] Bouscayrol A, Guillaud X, Delarue Ph (2005) Hardware-in-the-loop simulation of a wind energy conversion system using energetic macroscopic representation. In: Proceedings of the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2005, 6 pages
 - [31] De Broe AM, Drouilhet S, Gevorgian V (1999) A peak power tracker for small wind turbines in battery charging applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14(4):1630-1635
 - [32] Burton T, Sharpe D, Jenkins N, Bossanyi E (2001) *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons, New-York
 - [33] Camblong H, Rodriguez M, Puiggali JR, Abad G (2002a) Comparison of different control strategies to study power quality in a variable speed wind turbine. In: Proceedings of the 1st World Wind Energy Conference (CD-ROM)
 - [34] Camblong H, Arana J, Rodriguez M, Puiggali JR, Patrouix O (2002b) Wind variations effects on the power quality for different controls of a variable-speed wind turbine. In: Proceedings of the Global Windpower Conference (CD-ROM)
 - [35] Camblong H, Martinez de Alegria I, Rodriguez M, Abad G (2006) Experimental evaluation of wind turbines maximum power point tracking controllers. *Energy Conversion and Management* 47(18-19):2846-2858
 - [36] Cárdenas R, Peña R (2004) Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 19(1):196-205
 - [37] Cárdenas R, Asher GM, Ray WF, Peña R (1996) Power limitation in variable speed wind turbines with fixed pitch angle. In: Proceedings of International Conference on Opportunities and Advances in International Electric Power Generation, pp 44-48
 - [38] Cárdenas R, Peña R, Asher GM, Clare JC (2001) Experimental emulation of wind turbines and flywheels for wind energy applications. In: Proceedings of EPE 2001 (CD-ROM)
 - [39] Carlin PW, Laxson S, Muljadi EB (2001) The history and state of the art of variable-speed wind turbine technology. Technical Report NREL/TP-500-28607, National Renewable Energy Laboratory, U.S.A.

- [40] Ceangă E, Protiu L, Nichita C, Cutululis NA (2001) Theory of control systems (Théorie de la commande des systèmes). Technical Publishing House, Bucharest, Romania
- [41] Chandrasekharan PC (1996) Robust control of linear dynamical systems. Academic Press
- [42] Chapman JA, Ilie MD, King CA, Eng L, Kaufman H (1993) Stabilizing a multimachine power system via decentralized feedback linearizing excitation control. IEEE Transactions on Power Systems 8(3):830-838
- [43] Chen Z, Spooner E (1998) Grid interface options for variable-speed, permanent-magnet generators. IEE Proceedings on Electric Power Applications 145(4):273-283
- [44] Chen Z, Gomez SA, McCormick M (2000) A fuzzy logic controlled power electronic system for variable speed wind energy conversion systems. In: Proceedings of the 8th Power Electronics and Variable Speed Drives, pp 114-119
- [45] Connor B, Leithead WE (1993) Investigation of fundamental trade-off in tracking the C_pmax curve of a variable speed wind turbine. In: Proceedings of the 12th British Wind Energy Conference, pp 313-319
- [46] Cutululis NA (2005) Contributions to control strategies synthesis of renewable power systems with hybrid structures (Contribuții privind sinteza strategiilor de conducere automată în sistemele de conversie a energiei neconvenționale cu structuri hibride). Ph.D. Thesis, "Dunărea de Jos" University of Galați, Romania
- [47] Cutululis NA, Ciobotaru M, Ceangă E, Roșu ME (2002) Real time wind turbine simulator based on frequency controlled AC servomotor. Annals of "Dunărea de Jos" University of Galați, III:97-101.
www.ann.ugal.ro/eeai/index.html
- [48] Cutululis NA, Bindner H, Munteanu I, Bratcu A, Ceangă E, Sørensen P (2006a) LQ optimal control of wind turbines in hybrid power systems. In: Proceedings of the European Wind Energy Conference – EWEC '06, 6 pages
- [49] Cutululis NA, Ceangă E, Hansen AD, Sørensen P (2006b) Robust multi-model control of an autonomous wind power system. Wind Energy 9(5):399-419
- [50] Cutululis NA, Sørensen P, Viguera-Rodríguez A, Jensen L, Hjerrild J, Donovan M, *et al.* (2007) Models for assessing power fluctuations from large wind farms. In: Proceedings of the 2007 European Wind Energy Conference and Exhibition, 9 pages
- [51] Dampier RI (1995) Introduction to discrete-time signals and systems. Chapman and Hall
- [52] Datta R, Ranganathan VT (2003) A method of tracking the peak power points for a variable speed wind energy conversion system. IEEE Transactions on Energy Conversion 18(1):163-168
- [53] DeCarlo RA, Zak SH, Drakunov SV (1996) Variable structure, sliding-mode controller design. In: Levine WS (ed.) The Control Handbook. CRC Press, IEEE Press, pp 941-951
- [54] Diop AD (1999) Contributions to development of an electromechanical wind-turbine simulator: simulation and real-time control of a medium-power variable-pitch wind turbine (Contribution au développement d'un simulateur électromécanique d'aérogénérateur : simulation et commande en temps réel d'une turbine éolienne de puissance moyenne à angle de calage variable). Ph.D. Thesis, Université du Havre, France
- [55] Diop AD, Nichita C, Belhache JJ, Dakyo B, Ceangă E (1999) Modelling variable pitch HAWT characteristics for a real time wind turbine simulator. Wind Engineering 23(4):225-243
- [56] Diop AD, Nichita C, Belhache JJ, Dakyo B, Ceangă E (2000) Error evaluation for models of real time wind turbine simulators. Wind Engineering 24(3):203-221
- [57] Dixit A, Suryanarayanan S (2005) Towards pitch-scheduled drive train damping in variable-speed horizontal-axis large wind turbines. In: Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control 2005 European Control Conference – CDC-ECC '05, pp 1295-1300
- [58] Dolan DSL, Lehn PW (2005) Real-time wind turbine emulator suitable for power quality

- and dynamic control studies. In: Proceedings of the International Conference on Power System Transients – IPST '05, 6 pages
- [59] Dominguez S, Leithead WE (2006) Size related performance limitations on wind turbine control systems. In: Proceedings of the 2006 European Wind Energy Conference – EWECEC '06, 6 pages
- [60] DS 742 (2007) Dansk Ingenioerforenings Code of practice for loads and safety of wind turbine constructions. Danish Standards Association
- [61] dSPACE (2003) Modular systems based on DS1005. Installation and configuration for Release 3.5. dSPACE GmbH
- [62] Dumitrescu H, Georgescu A, Ceangă V, Popovici J, Ghiță Gh, Dumitrache A, *et al.* (1990) Calculation of propellers (in Romanian: Calculul elicei), Romanian Academy Publishing House, Bucharest
- [63] Ekelund T (1997) Modeling and linear quadratic optimal control of wind turbines. Ph.D. Thesis, Chalmers University of Göteborg, Sweden
- [64] EN (1995) Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems. EN 50160, www.cenelec.org
- [65] van Engelen TG, Schaak P, Lindenburg C (2003) Control for damping the fatigue relevant deformation modes of offshore wind turbines. In: Proceedings of the 2003 European Wind Energy Conference – EWECEC '03, 6 pages
- [66] Enslin JHR, van Wyk D (1992) A study of a wind power converter with micro-computer based maximal power control utilizing an over-synchronous electronic Scherbius cascade. *Renewable Energy* 2(6):551-562
- [67] EWEA (2005) Large scale integration of wind energy in the European power supply. European Wind Energy Association, Brussels, Belgium
- [68] Farret FA, Pfitscher LL, Bernardon DP (2000) An heuristic algorithm for sensorless power maximization applied to small asynchronous wind turbogenerators. In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics – ISIE 2000, vol 1, pp 179-184
- [69] Freris LL (1990) Wind energy conversion. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, U.S.A.
- [70] Gasch R, Twelvetree J (2002) Wind power plants: fundamentals, design, construction and operation. James and James, London, and Solarpraxis, Berlin
- [71] Le Gourières D (1982) Wind energy – Theory, design and practical calculation of wind energy systems (Énergie éolienne – théorie, conception et calcul pratique des installations). Éditions Eyrolles, Paris
- [72] Hanselmann H (1993) Hardware-in-the-loop simulation development and test of electronic control units and mechanical components. In: Proceedings of the Real Time Conference
- [73] Hanselmann H (1996) Hardware-in-the-loop simulation testing and its integration into a CACSD toolset. In: Proceedings of the IEEE International Symposium on Computer-Aided Control System Design, 5 pages
- [74] Hansen AD, Hansen LH (2007) Wind turbine concept market penetration over 10 Years (1995-2005). *Wind Energy* 10(1):81-97
- [75] Hansen, LH, Helle L, Blaabjerg F, Ritchie E, Munk-Nielsen S, Bindner H *et al.* (2001) Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines. Technical Report RISØ-R-1205(EN), Roskilde, Denmark
- [76] Hansen AD, Jauch C, Sørensen P, Iov F, Blaabjerg F (2003) Dynamic wind turbine models in power system simulation tool DiGSILENT. Technical Report RISØ-R-1400, RISØ National Laboratory, Roskilde, Denmark
- [77] Hansen AD, Sørensen P, Iov F, Blaabjerg F (2004) Control of variable speed wind turbines with double-fed induction generators. *Wind Engineering* 28(4):411-434
- [78] Hansen MH, Hansen A, Larsen TJ, Øye S, Sørensen P, Fuglsang P (2005) Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine. Technical Report RISØ-R-1500, RISØ National Laboratory, Roskilde, Denmark

- [79] Hautier JP, Caron JP (1997) Automatic systems. Tome 2: Control systems (Systèmes automatiques. Tome 2 : Commande des processus). Ellipses, Paris
- [80] Heier S (2006) Grid integration of wind energy conversion systems, 2nd edn. John Wiley & Sons, Chicester, U.K.
- [81] Higuchi Y, Yamamura N, Ishida M, Hori T (2000) An improvement of performance for small-scaled wind power generating system with permanent magnet type synchronous generator. In: Proceedings of the 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON 2000, vol 2, pp 1037-1043
- [82] Hilloowala RM, Sharaf AF (1994) A utility interactive wind energy conversion scheme with an asynchronous DC link using a supplementary control loop. IEEE Transactions on Energy Conversion 9(3):558-563
- [83] Hilloowala RM, Sharaf AM (1996) A rule-based fuzzy logic controller for a PWM inverter in a stand alone wind energy conversion scheme. IEEE Transactions on Industry Applications 32(1):57-65
- [84] Hofmann W, Thieme A, Dietrich A, Stoev A (1997) Design and control of a wind power station with double fed induction generator. In: Proceedings of EPE '97, pp 2723-2728
- [85] Horowitz IM (1993) Quantitative feedback design theory, vol. 1. QFT Publications, Boulder, Colorado, U.S.A.
- [86] IEC (1997) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4: Testing and measurement techniques – Section 15: Flickermeter – functional and design specifications, IEC 61000-4-15. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland
- [87] Iov F (2003) Contributions to modelling, analysis and simulation of AC drive systems. Application to large wind turbines. Ph.D. Thesis, “Dunărea de Jos” University of Galați, Galați, Romania
- [88] Isidori A (1989) Nonlinear control systems, 2nd edn. Springer-Verlag, Berlin
- [89] Jamil M (1990) Wind power statistics and evaluation of wind energy density. Wind Engineering 18(5):227-240
- [90] Jeffries WQ, McGowan JG, Manwell JF (1996) Development of a dynamic model for no storage wind/diesel systems. Wind Engineering 20(1):27-38
- [91] Kana CL, Thamodharan M, Wolf A (2001) System management of a wind-energy converter. IEEE Transactions on Power Electronics 16(3):375-381
- [92] Kanellos FD, Hatziaargyriou ND (2002) The effect of variable-speed wind turbines on the operation of weak distribution networks. IEEE Transaction on Energy Conversion 17(4):543-548
- [93] Kaura V, Blasko V (1997) Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. IEEE Transactions on Industry Applications 33(1):58-63
- [94] Kiffmeier U (1996) A hardware-in-the-loop testbench for ABS controllers. In: Proceedings of the Conference on Control and Diagnostics in Automotive Applications
- [95] Knight AM, Peters GE (2005) Simple wind energy controller for an expanded operating range. IEEE Transaction on Energy Conversion 20(2):459-466
- [96] Kojabadi HM, Chang L, Boutot T (2004) Development of a novel wind turbine simulator for wind energy conversion systems using an inverter-controlled induction motor. IEEE Transactions on Energy Conversion 19(3):547-552
- [97] Krause PC, Wasynczuk O, Sudhoff SD (2002) Analysis of electric machinery and drive systems, 2nd edition. Wiley-IEEE Press
- [98] Krstić M, Wang H-H (2000) Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems. Automatica 36:595-601
- [99] Kubota Y, Genji K, Miyazato K, Hayashi N, Tokuda H, Fukuyama Y (2002) Verification of cooperative control method for voltage control equipment on distribution networks simulator considering interconnection of wind power generators. In: Proceedings of Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002 Asia Pacific, vol 2, pp 1151-1156

- [100] Larsson A (2002) Flicker emission of wind turbines during continuous operation. IEEE Transactions on Energy Conversion 17(1):114-118
- [101] Larsson T, Poumarede C (1999) STATCOM, an efficient means for flicker mitigation. In: Proceedings of the IEEE Power Engineering Society 1999 Winter Meeting, pp 1208-1213
- [102] Lee DC, Lee GM, Lee KD (2000) DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization. IEEE Transactions on Industry Applications 36(3):826-833
- [103] Leithead WE (1990) Dependence of performance of variable speed wind turbines on the turbulence, dynamics and control. IEE Proceedings 137(6):403-413
- [104] Leithead WE, De la Salle S, Reardon D (1991) Role and objectives of control for wind turbines. IEE Proceedings-C 138(2):135-148
- [105] Leithead WE, Rogers MCM, Connor B, Pierik JTE, Van Engelen TG, O'Reilly J (1994) Design of a controller for a test-rig for a variable speed wind turbine. In: Proceedings of the Third IEEE Conference on Control Applications, vol 1, pp 239-244
- [106] Lenwari W, Sumner M, Zanchetta P, Culea M (2006) A high performance harmonic current control for shunt active filters based on resonant compensators. In: Proceedings of the 2006 IEEE Industrial Electronics Conference – IECON '06, pp 2109-2114
- [107] Leonhard W (2001) Control of electrical drives, 3rd edition. Springer, Berlin Heidelberg New-York
- [108] Lescher F, Zhao JY, Martinez A (2006) Multiobjective H_2/H_∞ control of a pitch regulated wind turbine for mechanical load reduction. International Conference on Renewable Energies and Power Quality – ICREPQ '06, 6 pages
- [109] Long Y, Hanba S, Yamashita K, Miyagi H (1999) Sliding mode controller design via H_∞ theory for windmill power systems. In: Proceedings of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, vol I, pp 56-61
- [110] Lublin L, Athans M (1996) Linear quadratic regulator control. In: Levine WS (ed.) The control handbook. CRC Press, IEEE Press, pp 635-650
- [111] Lubosny Z (2003) Wind turbine operation in electric power systems. Springer, Berlin Heidelberg New-York
- [112] Lund T, Sørensen P, Eek J (2007) Reactive power capability of a wind turbine with doubly fed induction generator. Wind Energy 10(4):379-394
- [113] Manwell JF, McGowan JG, Baring-Gould EI, Jeffries W, Stein W (1993) Hybrid systems modelling: development and validation. Wind Engineering 18(5):241-255
- [114] Miller A, Muljadi E, Zinger DS (1997) A variable speed wind turbine power control. IEEE Transactions on Energy Conversion 12(2):451-457
- [115] Miller NW, Price WW, Sanchez-Gasca JJ (2003) Dynamic modelling of GE 1.5 and 3.6 wind turbine generators. Technical Report, Power Systems Energy Consulting, General Electric International, Shenectady, U.S.A.
- [116] Mirra C (1988) Connection of fluctuating loads. International Union of Electroheat, Paris, France
- [117] El Mokadem M, Nichita C, Dakyo B, Koczara W (2003) Control strategy for a variable load supplied by a wind-diesel system. Electromotion, 10:635-640
- [118] El Mokadem M, Nichita C, Reghem P, Dakyo B (2005) Experimental system development for maximum power tracking of a wind turbine simulator. In: Proceedings of EPE 2005 (CD-ROM)
- [119] El Mokadem M, Nichita C, Reghem P, Dakyo B (2006) Short term energy storage based on reluctance machine control for wind diesel system. In: Proceedings of the EPE-PEMC 2006, pp 1585-1590
- [120] Mokhtari M, Marie M (1998) Applications de MATLAB[®] 5 et Simulink[®] 2. Springer, Paris
- [121] Molenaar D-P (2003) Cost-effective design and operation of variable speed wind turbines. Ph.D. Thesis, Technical University of Delft, The Netherlands

- [122] Muljadi E, Pierce K, Migliore P (2000) A conservative control strategy for variable-speed stall-regulated wind turbines. Technical Report NREL/CP-500-24791, National Renewable Energy Laboratory, Colorado, U.S.A.
- [123] Munteanu I (1997) Study and simulation of wind power systems. Application to a direct-current generator based wind power system (Étude et simulation des aérogénérateurs. Application à un aérogénérateur à courant continu). Master Degree Dissertation, Université du Havre, France
- [124] Munteanu I (2006) Contributions to the optimal control of wind energy conversion systems. Ph.D. Thesis, “Dunărea de Jos” University of Galați, Galați, Romania
- [125] Munteanu I, Ceangă E, Cutululis NA, Bratcu A (2004a) Linear quadratic optimization of variable speed wind power systems. In: Bars R, Gyurkovics É (eds.) Control Applications of Optimisation 2003 – A Proceedings volume of the 12th IFAC workshop. Elsevier IFAC Publications, pp 157-162
- [126] Munteanu I, Bratcu AI, Frangu L (2004b) Nonlinear control for stationary optimization of wind power systems. In: Sgurev V, Dimirovski GM, Hadjiski M (eds.), Preprints of the IFAC Workshop Automatic systems for building the infrastructure in the developing countries – DECOM '04, pp 195-200
- [127] Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu AI, Ceangă E (2005) Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach. Control Engineering Practice 13(7):903-912
- [128] Munteanu I, Bratcu A, Cutululis NA, Ceangă E (2006a) A two loop optimal control of flexible drive train variable speed wind power systems. In: Zitek P (ed.) Proceedings of the 16th IFAC World Congress (CD-ROM), Elsevier Science
- [129] Munteanu I, Guiraud J, Roye D, Bacha S, Bratcu AI (2006b) Sliding mode energy-reliability optimization of a variable speed wind power system. In: Proceedings of the 9th IEEE Workshop on Variable Structure Systems – VSS '06, pp 92-97
- [130] Munteanu I, Cutululis NA, Bratcu A, Ceangă E (2006c) Using a nonlinear controller to optimize a variable speed wind power system. Journal of Electrical Engineering 6(4). www.jee.ro
- [131] Narendra KS, Balakrishnan J (1997) Adaptive control using multiple models. IEEE Transactions on Automatic Control 42(2):171-187
- [132] Nichita C (1995) Study and development of structures and numerical control laws for building up of a 3 kW wind turbine simulator (Étude et développement de structures et lois de commande numériques pour la réalisation d'un simulateur de turbine éolienne de 3 kW). Ph.D. Thesis, Université du Havre, France
- [133] Nichita C (1996) Contributions to the synthesis of digital control algorithms for electromechanical simulation systems, with applications at wind energy conversion (Contribuții la sinteza algoritmilor de conducere numerică pentru sisteme electrice și electromecanice de simulare, cu aplicații la conversia energiei eoliene). Ph.D. Thesis, “Dunărea de Jos” University of Galați, Romania
- [134] Nichita C, Ceangă E, Piel A, Belhache JJ, Protin L (1994) Real time servo system for wind turbine simulator. In: Proceedings of the 3rd International Workshop on Advanced Motion Control, pp 1039-1048
- [135] Nichita C, Diop AD, Belhache JJ, Dakyo B, Protin L (1998a) Control structures analysis for a real time wind system simulator. Wind Engineering 22(6):275-286
- [136] Nichita C, Ceangă E, Bivol I, Munteanu I (1998b) Hardware-in-the-loop techniques for the real time simulation. Annals of “Dunărea de Jos” University of Galați III:83-87. <http://www.ann.ugal.ro/ceai/index.html>
- [137] Nichita C, Luca D, Dakyo B, Ceangă E (2002) Large band simulation of the wind speed for real time wind turbine simulators. IEEE Transactions on Energy Conversion 17(4):523-529
- [138] Nichita C, El Mokadem M, Dakyo B (2006) Wind turbine simulation procedures. Wind Engineering 30(3):187-200

- [139] Niksefat N, Sepehri N (2000) Design and experimental evaluation of a robust force controller for an electro-hydraulic actuator via quantitative feedback theory. *Control Engineering Practice* 8:1335-1345
- [140] Nise N (2000) *Control systems engineering*, 3rd edn. John Wiley & Sons, New-York
- [141] Novak P, Ekelund T (1994) Modelling, identification and control of a variable speed HAWT. In: *Proceedings of the European Wind Energy Conference – EWEC ‘94*, pp 441-446
- [142] Nuñez AAC, Cortizo PC, Menezes BR (1993) Wind turbine simulator using a DC machine and a power reversible converter. In: *Proceedings of the ICEM Conference*, pp 536-540
- [143] Oppenheim AV, Willsky AS, Nawab SH (1996) *Signals and systems*, 2nd edn. Prentice Hall
- [144] Papadopoulos MP, Papathanassiou SA, Tentzerakis ST, Boulaxis NG (1998) Investigation of the flicker emission by grid connected wind turbines. In: *Proceedings of the International Conference on Harmonics and Quality of Power*, vol 2, pp 1152-1157
- [145] Papathanassiou SA, Papadopoulos MP (2001) Dynamic characteristics of autonomous wind-diesel systems. *Renewable Energy* 23:293-311
- [146] Parfit M, Leen S (2005) Energy of the future (Energia viitorului). *National Geographic* 8:32-57
- [147] Peña R, Clare JC, Asher GM (1996) Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. *IEE Proceedings on Electric Power Applications* 143(3):231-241
- [148] Peña RS, Cardenas RJ, Asher GM, Clare JC (2000) Vector controlled induction machines for stand-alone wind energy applications. In: *Proceedings of the IEEE Industry Application Annual Meeting – IAS 2000*, pp 1409-1415
- [149] Pierce K (1999) Control method for improved energy capture below rated power. Technical Report, National Renewable Energy Laboratory, Colorado, U.S.A.
- [150] Pike AW, Grimble MJ, Johnson MA, Ordys AW, Shakoor S (1996) Predictive control. In: Levine WS (ed.) *The control handbook*. CRC Press, IEEE Press, pp 805-814
- [151] Pöller MA (2003) Doubly-fed induction machine models for stability assessment of wind farms. In: *Proceedings of the 2003 IEEE PowerTech Conference*, vol 3, 6 pages
- [152] Rabelo B, Hofmann W (2002) DSP-based experimental rig with the doubly-fed induction generator for wind-turbines. In: *Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference – EPE-PEMC 2002 (CD-ROM)*
- [153] Rabelo B, Hofmann W (2003) Control of an optimized power flow in wind power plants with doubly-fed induction generators. *IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference – PESC 2003*, 4:1563-1568
- [154] Richardson R, Erdman W (1992) U.S. Patent No. 5,083,039
- [155] Rodriguez-Amenedo JL, Rodriguez-Garcia F, Burgos JC, Chincilla M, Arnalte S, Veganzones C (1998) Experimental rig to emulate wind turbines. In: *Proceedings of the ICEM Conference*, vol 3, pp 2033-2038
- [156] Ruin S, Carlson O (2000) Wind-hybrid systems with variable speed and DC-link. In: *Proceedings of the Wind Power for the 21st Century Conference*
- [157] Saad-Saoud Z, Jenkins N (1999) Models for predicting flicker induced by large wind turbines. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 14(3):743-748
- [158] Saad-Saoud Z, Lisboa ML, Ekanayake JB, Jenkins N, Strbac G (1998) Application of STATCOMs to wind farms. *IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution* 145(5):511-516
- [159] De La Salle SA, Reardon D, Leithead WE, Grimble MJ (1990) Review of wind turbine control. *International Journal of Control* 52(6):1295-1310
- [160] Savaresi SM (1999) Exact feedback linearization of a fifth-order-model of synchronous generators. *IEE Proceedings of Control, Theory and Applications* 146(1):53-57
- [161] Schiemenz I, Stiebler M (2000) Maximum power point tracker of a wind energy system with a permanent-magnet synchronous generator. In: *Proceedings of ICEM 2000*, pp 1083-1086

- [162] Schiemenz I, Stiebler M (2001) Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system. In: The IEEE International Electric Machines and Drives Conference – IEDMC 2001, pp 872-877
- [163] Seguro JV, Lambert TW (2000) Modern estimation of the parameters of the Weibull wind speed distribution for wind energy analysis. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics* 85(1):75-84
- [164] Shamma JS (1996) Linearization and gain-scheduling. In: Levine WS (ed.) *The control handbook*. CRC Press, IEEE Press, pp 388-398
- [165] Simoes MG, Bose BK, Spiegel RJ (1997) Fuzzy logic based intelligent control of a variable speed cage machine wind generation system. *IEEE Transactions on Power Electronics* 12(1):87-95
- [166] Skogestad S, Morari M, Doyle JC (1989) Robust control of ill conditioned plants; high purity distillation. *IEEE Transactions on Automatic Control* 33:1092-1105
- [167] Song S-H, Kang S-I, Hahm N-K (2003) Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system. Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 1(9):154-158
- [168] Sørensen P, Hansen AD, Rosas PAC (2002) Wind models for simulation of power fluctuations from wind farms. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics* 90:1381-1402
- [169] Sørensen P, Hansen AD, Iov F, Blaabjerg F, Donovan MH (2005) Wind farm models and control strategies. Technical Report RISØ-R-1464(EN), RISØ National Laboratory, Roskilde, Denmark
- [170] Sørensen P, Cutululis NA, Hjerrild J, Jensen L, Donovan M, Cristensen LEA, *et al.* (2006) Power fluctuations from large offshore wind farms. In: *Proceedings of the Nordic Wind Power Conference*, 5 pages
- [171] Spée R, Bhowmik S, Enslin JHR (1994) Adaptive control strategies for variable-speed doubly-fed wind power generation systems. In: *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting – IAS 1994*, vol 1, pp 545-552
- [172] Steurer M, Li H, Woodruff S, Shi K, Zhang D (2004) Development of a unified design, test, and research platform for wind energy systems based on hardware-in-the-loop real time simulation. In: *Proceedings of the 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp 3604-3608
- [173] Sun T (2004) Power quality of grid-connected wind turbines with DFIG and their interaction with the grid. Ph.D. Thesis, Aalborg University, Denmark
- [174] Tan K, Islam S (2004) Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 19(2):392-399
- [175] Teel AR, Georgiou TT, Praly L, Sontag E (1996) Input-output stability. In: Levine WS (ed.) *The control handbook*. CRC Press, IEEE Press, pp 895-908
- [176] Teodorescu R, Iov F, Blaabjerg F (2003) Flexible development and test system for 11-kW wind turbine. In: *Proceedings of the IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference – PESC '03*, vol 1, pp 67-72
- [177] Thiringer T (1996) Periodic pulsation from a three-bladed wind turbine. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 16(3):128-133
- [178] Thresher R, Dodge W, Darell M (1998) Trends in the evolution of wind turbines generator configurations and systems. *Wind Energy* 1(S1):70-85
- [179] Tomilson A, Qualcoie J, Gosine R, Hinchey M, Bose N (1998) Application of a static VAR compensator to an autonomous wind/diesel system. *Wind Engineering* 22(3):131-141
- [180] Torres E, Garcia-Sanz M (2004) Experimental results of the variable speed, direct drive multipole synchronous wind turbine TWT1650. *Wind Energy* 7:109-118
- [181] Tsoumas I, Safacas A, Tsimplotefanakis E, Tatakis E (2003) An optimal control strategy of a variable speed wind energy conversion system. In: *Proceedings of the 6th International Conference on Electrical Machines and Systems – ICEMS 2003*, vol 1, pp 274-277

- [182] UpWind (2006) FP6 European research project. www.upwind.eu
- [183] Utkin VA (1971) Equations of sliding mode in discontinuous systems. *Automation and Remote Control* 1(12):1897-1907
- [184] Vechiu I, Camblong H, Tapia G, Dakyo B, Nichita C (2004) Dynamic simulation of a hybrid power system: performance analysis. In: *Proceedings of the 2004 Wind Energy Conference (CD-ROM)*
- [185] Veers PS, Butterfield S (2001) Extreme load estimation for wind turbines: issues and opportunities for improved practice. Technical Report AIAA-2001-0044, Sandia National Laboratories, U.S.A.
- [186] Vihriälä H (2002) Control of variable speed wind turbines. Ph.D. Thesis, Tampere University of Technology, Finland
- [187] Voicu M (1986) Analysis techniques for control system stability (Tehnici de analiză a sistemelor automate). Technical Publishing House, Bucharest, Romania
- [188] Wang, Q, Chang L (1999) An independent maximum power extraction strategy for wind energy conversion systems. In: *Proceedings of the 1999 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp 1142-1147
- [189] Wang Q, Chang L (2004) An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems. *IEEE Transactions on Power Electronics* 19(5):1242-1249
- [190] Wang Y, Hill DJ, Middleton RH, Gao L (1993) Transient stability enhancement and voltage regulation of power systems. *IEEE Transactions on Power Systems* 8(2):620-626
- [191] Welfonder E, Neifer R, Spanner M (1997) Development and experimental identification of dynamic models for wind turbines. *Control Engineering Practice* 5(1):63-73
- [192] Wilkie J, Leithead WE, Anderson C (1990) Modelling of wind turbines by simple models. *Wind Engineering* 4:247-274
- [193] Williams T, Antsaklis PJ (1996) Decoupling. In: Levine WS (ed.) *The control handbook*. CRC Press, IEEE Press, pp 795-804
- [194] Wu SF, Grimble MJ, Breslin SG (1998) Introduction to quantitative feedback theory for lateral flight control systems design. *Control Engineering Practice* 6:805-828
- [195] Young KD, Utkin VI, Özgüner U (1999) A control engineer's guide to sliding mode control. *IEEE Transactions on Control System Technology* 7(3):328-342
- [196] Zhang X-F, Xu D-P, Liu Y-B (2004) Adaptive optimal fuzzy control for variable speed fixed pitch wind turbines. In: *Proceedings of the Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation – WCICA 2004*, vol 3, pp 2481-2485
- [197] Ziegler JG, Nichols NB (1942) Optimum settings for automatic controllers. *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers* 64:759-768
- [198] Zmood DN, Donald Grahame Holmes DN, Bode GH (2001) Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators. *IEEE Transactions on Industry Applications* 37(2):601-611

本书特点

作为一次能源的风能，由于具有典型的随机性和间歇性，这一特征决定了风能转换系统若保证正常工作，相应的自动控制系统就不可或缺。

本书以全方位视野囊括了风力发电系统涉及的主要控制问题，针对风力发电系统优化控制中的热点，提供了统一的解决方案。对系列优化控制技术进行了详尽的对比分析，像PI控制、最大风能捕获控制、增益控制以及现代控制理论中涉及的经典控制策略：滑模控制、线性反馈控制、鲁棒控制等等。重点讨论了全局动态优化方法，提出了风力发电系统优化准则，涵盖了能量转换效率、机械可靠性、电能质量等综合因素。

书中主要结果以图表形式列出，且所有案例通过了Matlab/Simulink 仿真验证，具体的仿真程序以及模块代码可从网址：<http://www.springer.com/978-1-84800-079-7>下载。一些案例还适应于实时仿真系统，便于将通用的控制技术移植到风电系统中。

该书对于控制领域的工程师、研究者以及大专院校师生，了解、掌握风电系统优化控制是非常有益的。

国际电气工程先进技术译丛

传播国际最新技术成果 搭建电气工程技术平台

《风力发电系统优化控制》
《电力系统继电保护》(原书第3版)
《智能电网中的电力电子技术》
《高效可再生分布式发电系统》
《移动设备的电源管理》
《电网保护》
《分布式发电——感应和永磁发电机》
《电力系统谐波》
《电气测量原理与应用》
《测量仪表与测量技术》(原书第2版)
《风能与太阳能发电系统——设计、分析与运行》(原书第2版)
《瞬时功率理论及其在电力调节中的应用》
《风力机控制系统原理、建模及增益调度设计》
《高压输配电设备实用手册》
《电力变流器电路》
《电力系统中的电磁兼容》
《超高压交流输电工程》(原书第3版)
《变压器实用技术大全》(原书第13版)
《高压直流输电与柔性交流输电控制装置——静止换流器在电力系统中的应用》
《电磁兼容原理与应用》(原书第2版)
《现代电力电子学与交流传动》
《电力电子技术手册》
《开关电源手册》(原书第2版)
《基于晶闸管的柔性交流输电控制装置》
《电力电容器》
《电力系统谐波——基本原理、分析方法和滤波器设计》
《基于MATLAB的线性控制系统分析与设计》(原书第5版)
《配电可靠性与电能质量》
《现代电动汽车、混合动力电动汽车和燃料电池车——基本原理、理论和设计》

上架指导：工业技术 / 电气工程 / 自动化

地址：北京市百万庄大街22号
电话服务
社服务中心：(010)88361066
销售一部：(010)68326294
销售二部：(010)88379649
读者服务部：(010)68993821

邮政编码：100037
网络服务
门户网：<http://www.cmpbook.com>
教材网：<http://www.cmpedu.com>
封面无防伪标均为盗版

● ISBN 978-7-111-31025-9
● 封面设计：马精明

定价：68.00元

ISBN 978-7-111-31025-9



9 787111 310259 >